ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Белгородский государственный технологический университет им. В. Г. Шухова

Д. В. Величко, В. Г. Рубанов

Полупроводниковые приборы и устройства

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

БЕЛГОРОД 2006

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Белгородский государственный технологический университет
им. В.Г. Шухова

Д. В. ВЕЛИЧКО, В. Г. РУБАНОВ

Полупроводниковые приборы и устройства

Допущено Учебно-методическим объединением вузов по образованию в области автоматизированного машиностроения (УМО АМ) в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению дипломированных специалистов - «Автоматизированные технологии и производства»

Белгород
2006

УДК 621.382
ББК 32.852
В 27

Р е ц е н з е н т ы:

Доктор технических наук, профессор Курского государственного технического университета *В. С. Титов*.

Доктор технических наук, профессор Белгородского государственного университета *Е.Г. Жиляков.*

Величко, Д. В.

В 27 Полупроводниковые приборы и устройства: Учеб. пособие / Д. В. Величко, В. Г. Рубанов. – Белгород: Изд-во БГТУ им. В.Г.Шухова, 2006. – 184 с.

ISBN 5-000-00000-0

В пособии рассмотрены устройство, принцип действия, характеристики и параметры дискретных полупроводниковых приборов широкого применения; описаны типовые узлы современных электронных устройств. Кроме теоретических сведений даны описания экспериментальных лабораторных работ.

Учебное пособие предназначено для студентов высших технических учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки: дипломированных специалистов специальностей «Автоматизированные технологии и производства», «Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств» и бакалавров и магистров «Технология, оборудование и автоматизация машиностроительных производств», а также для студентов специальностей 220201 – Управление и информатика в технических системах, 220301 – Автоматизация технологических процессов и производств.

Табл. 11. Ил.156. Библиогр: 14 назв.

УДК 621.382
ББК 32.852

Введение

Мир, в котором вы живете насыщен электронными приборами. И обойтись без них практически невозможно.

Бесспорно, что пользоваться прибором можно и, не зная, как он устроен. Да и вообще, наверное, можно прожить без знаний, что 2*2=4, химическая формула воды H_2O, а Земля вращается вокруг Солнца.

Вопрос состоит в другом: интересна ли такая жизнь? Вам же сейчас предоставляется возможность узнать, почему именно так, а не иначе ведут себя элементы электронных устройств. Не упустите свой шанс прожить оставшуюся жизнь счастливо!



Рис. В.1. Последовательность изучения классических направлений электроники

Каждый технически грамотный человек должен знать электронику. Подавляющее большинство устройств современной электроники изготавливается из полупроводниковых материалов. Поэтому в рамках курса "Физические основы электроники" акцентируется внимание на изучении физических явлений в полупроводниковых приборах (рис. В.1). Овладев кругом основных идей и принципов, лежащих в основе их работы, можно понять, как устроен и как работает практически любой полупроводниковый прибор.

Конечно, не зная основных свойств полупроводников, нельзя понять, как работает транзистор. Но одного знакомства только со свойствами полупроводников недостаточно. Необходимо разобраться в очень интересных и не всегда простых явлениях, происходящих не в объёме полупроводника, а на его границах.

Раздел 1. Теоретические сведения

Глава 1. Принципы зонной теории твердого тела

Твердые тела резко различаются по своим свойствам, поэтому классифицировать их можно различными способами. Так, по величине удельной электропроводности все твердые тела можно разделить на три класса. Вещества, у которых $\sigma > 10^6$ См/м, считаются проводниками, $\sigma < 10^{-8}$ См/м - диэлектриками, $10^{-8} < \sigma < 10^6$ См/м - полупроводниками.

Другой способ классификации основан на температурной зависимости электропроводности. У металлов с ростом температуры электропроводность уменьшается пропорционально T^{-1}, а у полупроводников и диэлектриков – экспоненциально возрастает $\sim\exp[-\Delta E\alpha/kT]$ (где $\Delta E\alpha$ - энергия активации, k - константа Больцмана).

Известно также, что наличие примесей уменьшает электропроводность металлов и увеличивает электропроводность полупроводников. Все эти факты можно объяснить с помощью зонной теории твердого тела.

Физика твердого тела показывает, что в твердом теле, так же как и в отдельном атоме, электроны не могут иметь произвольную энергию. В атоме электрон имеет только строго определенные дискретные значения энергии, причем атомы различных элементов отличаются своими системами энергетических уровней. В твердом теле из-за взаимодействия атомов уровни расщепляются и из них образуются области или зоны разрешенных значений энергии, между которыми находятся запрещенные зоны (рис. 1.1).

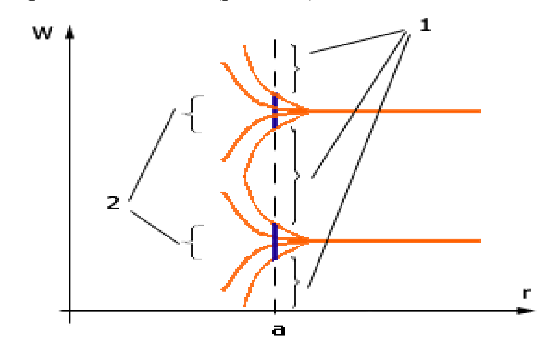


Рис. 1.1. Расщепление уровней энергии в атоме

В результате образуются зоны разрешенных уровней энергии, между которыми находятся запрещенные (рис. 1.2).

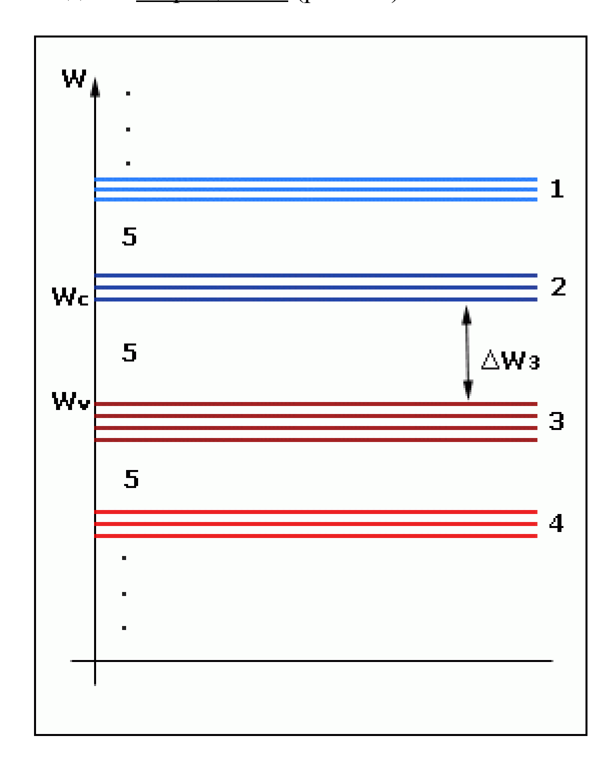


Рис. 1.2. Энергетическая диаграмма

Ширина энергетических зон определяется природой атомов, образующих кристалл, и его структурой. Кроме этого, для глубоких энергетических уровней атомов расщепление в зоны невелико, так как находящиеся на них электроны экранируются внешними электронными оболочками и практически не взаимодействуют с соседними атомами. Для внешних валентных оболочек расщепление может составлять несколько электрон-вольт. Число энергетических уровней, на которые расщепляется каждый энергетический уровень изолированного атома, равно числу атомов в кристалле. Величина расщепления тем больше, чем сильнее взаимодействие между атомами, т. е. чем меньше расстояние между ними (рис. 1.3).

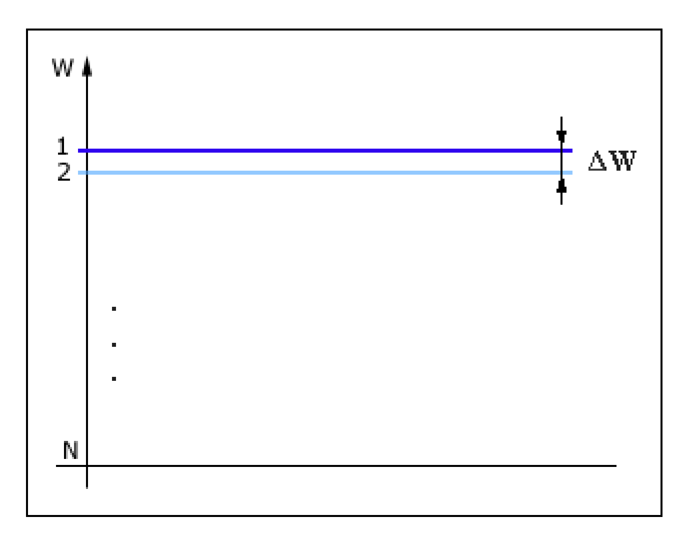


Рис. 1.3. Ширина энергетических зон

Наряду с заполненными уровнями, т. е. уровнями, на которых обычно находятся электроны, в атоме имеются и более высокие уровни - обычно пустые, которые могут заполняться, когда атом, захватывая лишний электрон, превращается в отрицательный ион.

В твердом теле незанятые уровни также расщепляются и образуют незаполненные зоны.

Согласно принципу Паули (рис. 1.4) на любом энергетическом уровне не может находиться более двух электронов, поэтому в многозарядных атомах электроны не могут скопиться на нижнем уровне, а заполняют и верхние. Точно также ограничено и число мест для электронов в разрешенной зоне. Если зона произошла в результате расщепления одного уровня, то число мест в ней равно произведению числа мест на этом уровне на количество атомов в кристалле *N*.

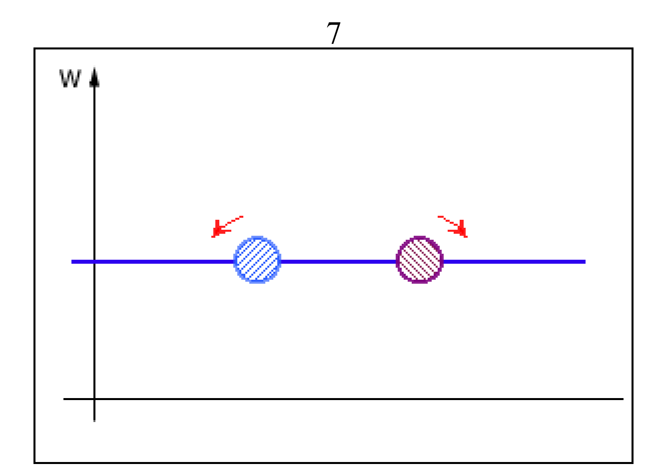


Рис. 1.4. Пояснение принципа Паули (электроны с разными спинами)

Если соответствующий уровень в атоме был целиком заполнен, то и образованная из уровня зона также будет целиком заполнена; если уровень был заполнен частично, то и в зоне останутся свободные места. Электроны в зоне могут перемещаться от атома к атому.

Ширина разрешенных зон не превышает единиц электрон-вольт и при количестве уровней в зоне 10^{22} - 10^{23} различие в энергии между соседними уровнями составляет 10^{-22} - 10^{-23} эВ.

В заполненной зоне все возможные состояния энергии, а, следовательно, и скорости заняты. Это приводит к тому, что электроны полностью заполненных зон не могут участвовать в проводимости. Казалось бы, электроны полностью заполненной зоны, являясь обобществленными и не связанными с конкретными атомами кристалла, должны свободно перемещаться вдоль кристалла под действием свободного электрического поля. Однако электроны в поле испытывают ускорение, и их участие в проводимости связано с изменением скорости и энергетических состояний. Если же все состояния в зоне заполнены, то электрическое поле не может переводить электроны в другие состояния и изменять расположение электронов по скоростям. Тогда увеличение скорости одного электрона должно компенсироваться соответствующим уменьшением скорости другого, т. е. суммарная скорость всех электронов в заполненной зоне в электрическом поле не изменяется и направленное движение

электронов (электрический ток) не возникает. Следовательно, если в веществе все зоны целиком заполнены или пустые, то такое вещество будет диэлектриком (изолятором), если же верхняя из занятых зон заполнена лишь частично, электроны в ней будут вести себя как свободные и такое вещество будет хорошим проводником - металлом. Ясно, что зоны, лежащие ниже валентной, заполнены целиком, так как электроны всегда занимают пустые места с наименьшей энергией. Эти зоны не дают вклада в проводимость и в рассматриваемых ниже эффектах их вообще можно не учитывать.

Казалось бы, зная степень заполнения уровней атомов, образующих кристалл, можно заранее сказать, будет кристалл изолятором или металлом. Однако это не всегда так. Дело в том, что зоны, образованные из различных уровней, при сближении атомов могут перекрываться, и количество мест в них может изменяться. Поэтому многие кристаллы, состоящие из атомов с незаполненными валентными оболочками, могут быть диэлектриками. Таким образом, все разнообразие зонных структур кристаллов может быть сведено, по существу, к двум видам, которые различаются взаимным расположением зоны, заполненной валентными электронами, и зоны свободных состояний (рис. 1.5).

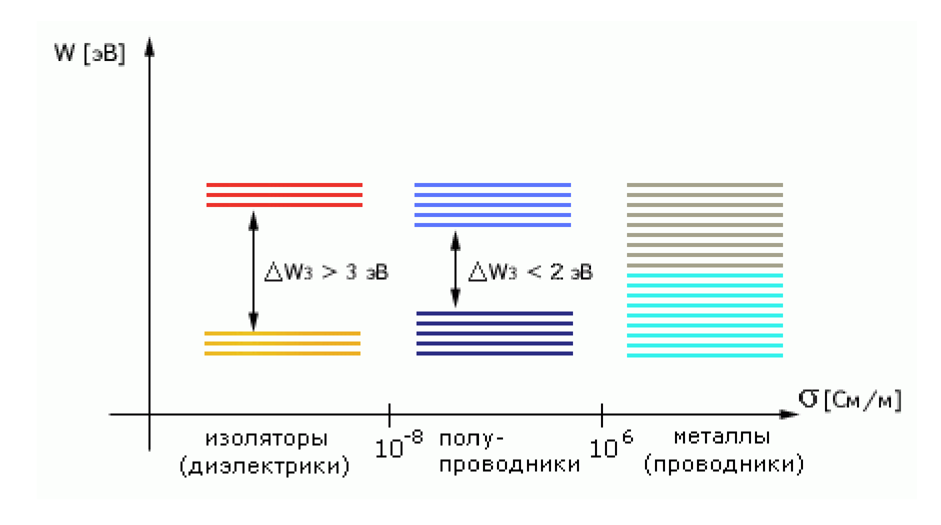


Рис. 1.5. Энергетические диаграммы твердых тел

Вещества, у которых заполненные энергетические состояния непосредственно смыкаются с зоной свободных состояний, являются

проводниками. Если последняя зона заполненных состояний, называется валентной, и зона свободных состояний, называемая зоной проводимости, разделены между собой запрещенной зоной, то такое вещество при T = 0 K будет непроводящим и относится либо к диэлектрикам, либо к полупроводникам. Если ширина запрещенной зоны $\Delta W_з$, т. е. расстояние между нижним краем (дном) зоны проводимости W_c и верхним краем (потолком) валентной зоны W_v превышает 3 эВ, то такое вещество является типичным диэлектриком. К типичным полупроводникам относятся вещества с запрещенной зоной менее 2 эВ. Конкретные значения ширины запрещенной зоны для некоторых полупроводников (при T = 300 K) приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Полупроводники	**Название**	**ΔWз [эВ]**
Ge	Германий	0,72
Si	Кремний	1,12
GaAs	Арсенид галлия	1,41

Возможны различные случаи заполнения электронами квантовых состояний валентной зоны.

1. Зона, заполненная электронами частично. В этом случае под действием внешнего электрического поля электроны переходят на соседние свободные энергетические уровни.

2. В валентной зоне все возможные электронные состояния заняты, но эта зона перекрывается со свободной, не занятой электронами. В этом случае электроны валентной зоны будут переходить на энергетические уровни свободной зоны и осуществлять перенос электрического заряда.

3. Число возможных состояний валентной зоны равно количеству валентных электронов атомов, образовавших кристалл. В этом случае все электронные состояния в зоне заняты, на каждом уровне зоны располагаются по два электрона с противоположно направленными спинами. Такой кристалл является диэлектриком, так как внешнее электрическое поле не может создать направленного движения подобной совокупности электронов, ибо в заполненной зоне электроны могут только взаимно обмениваться местами.

Таким образом, очевидно, что структура энергетических зон кристалла оказывает решающее влияние на величину его электропроводности.

Глава 2. Электропроводность полупроводников

Полупроводники представляют собой наиболее многочисленный класс веществ. К ним относятся химические элементы: бор, углерод, кремний, фосфор, сера, германий, мышьяк, селен, серое олово, теллур, йод, химические соединения *CuCl, CaAs, GeSi, CuO, PbS* и др., большинство минералов - природных химических соединений, число которых доходит до 2000, и многие органические вещества.

В электронике находит применение лишь ограниченное число полупроводниковых веществ. На первом месте среди них стоят германий, кремний, арсенид галлия, используемые в качестве основы при изготовлении полупроводниковых приборов. Бор, фосфор, мышьяк и некоторые другие вещества используют в качестве примесей.

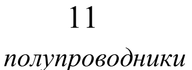
Свойства полупроводников, выделяющие их в особый класс

Основными признаками, выделяющими полупроводники в особый класс веществ, являются:

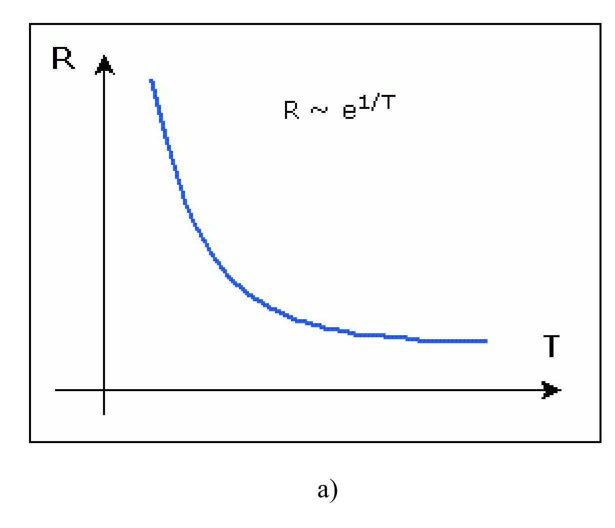
1. Сильная зависимость их сопротивления

а) от энергетических воздействий (температура (рис. 2.1), свет, электрическое поле, ионизирующее излучение). [В этом состоит их отличие от диэлектриков];

б) от концентрации примесей.

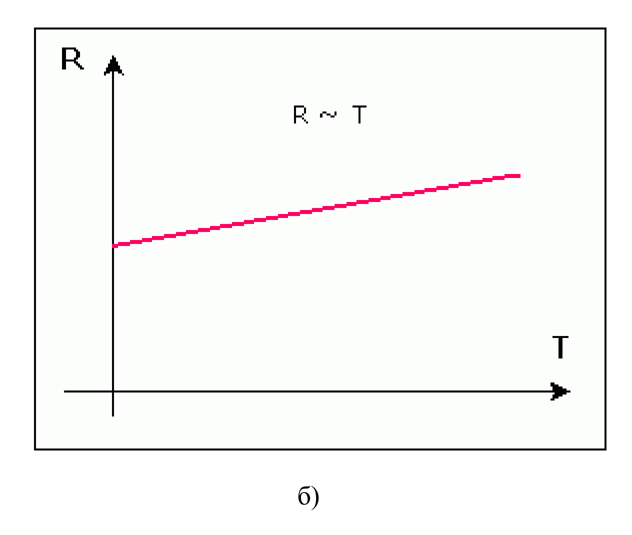


полупроводники



а)

Металлы



б)

Рис. 2.1. Температурная зависимость сопротивления полупроводников (а) и металлов (б)

2. Отрицательный температурный коэффициент сопротивления (ТКR). [В этом состоит их отличие от металлов].

Даже при сравнительно небольшом повышении температуры проводимость полупроводников резко возрастает. Проводимость же металлов с ростом температуры не увеличивается, а падает очень незначительно: изменение составляет десятые доли процента на 1^0С (табл. 2.1). Введение примеси в полупроводник в количестве 10^{-7}-10^{-9} % уже существенно увеличивает его проводимость.

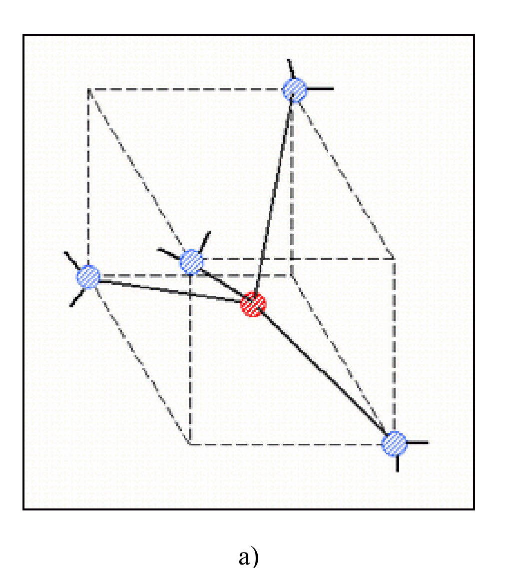
$$TKR \overset{def}{=} \frac{1}{R_{cp}} \cdot \frac{\Delta R}{\Delta T} \cdot 100\% \qquad (2.1)$$

Таблица 2.1

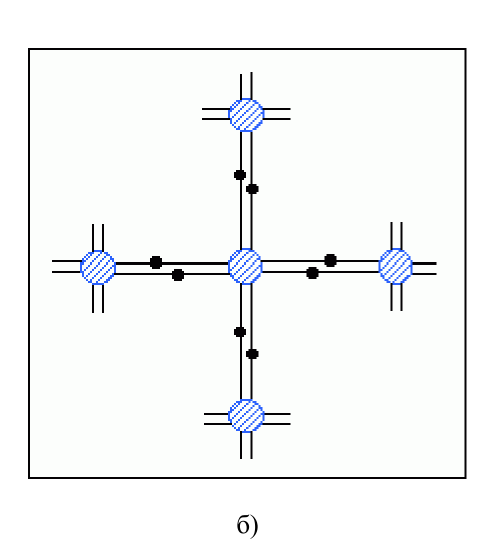
	TKR [% / град]
Полупроводник	- (5..6)
Металлы	0.4..0.6

Структура полупроводников

Применяемые в электронике полупроводники имеют монокристаллическую структуру. Это означает, что по всему объему такого вещества атомы размещены в строго периодической последовательности на определенных постоянных расстояниях друг от друга, образуя так называемую *кристаллическую решетку*. У германия и кремния кристаллическая решетка такая же, как у алмаза: каждый атом окружен четырьмя атомами, находящимися в вершинах правильного тетраэдра (рис. 2.2). В 1 см^3 германия содержится $4{,}4 \cdot 10^{22}$ атомов, кремния - $5 \cdot 10^{22}$ атомов.



а)



б)

Рис. 2.2. Изображение кристаллической решетки полупроводников:
а) - пространственное, б) - плоскостное



Каждый атом кристаллической решетки электрически нейтрален, но существуют силы, удерживающие атомы в узлах решетки; они возникают за счет валентных электронов. Подобную связь называют *ковалентной*, для ее создания необходима пара валентных электронов.

Сущность ковалентной связи можно пояснить на примере объединения двух атомов водорода в молекулу (рис. 2.3). При этом два валентных электрона образуют общую электронную оболочку молекулы, и силы притяжения к ним протонов уравновешиваются силами взаимного их отталкивания. При увеличении расстояния между протонами, входящими в молекулу, возникают силы притяжения, а при уменьшении - силы отталкивания. Равновесное состояние системы частиц соответствует минимуму потенциальной энергии и является устойчивым, так как для разрушения молекулы необходима затрата энергии.

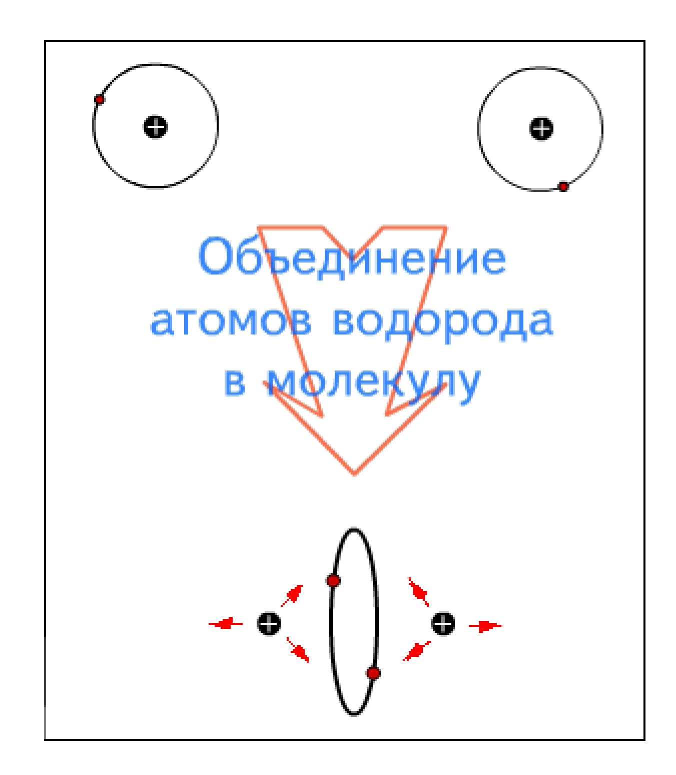


Рис. 2.3. Сущность ковалентной связи

В германии и кремнии, являющихся четырехвалентными элементами, на наружной оболочке имеется по четыре валентных электрона, поэтому каждый образует четыре ковалентных связи с четырьмя ближайшими от него атомами.

Подвижные носители заряда в полупроводниках

В рассмотренной идеальной кристаллической решетке все электроны связаны со своими атомами, поэтому такая структура не проводит электрический ток. Однако в полупроводниках (что коренным образом отличает их от диэлектриков) сравнительно небольшие энергетические воздействия, обусловленные нагревом или облучением, могут привести к отрыву некоторых электронов от своих атомов. Такие освобожденные от валентной связи электроны обладают способностью перемещаться по кристаллической решетке, их называют *электронами проводимости* (рис. 2.4).

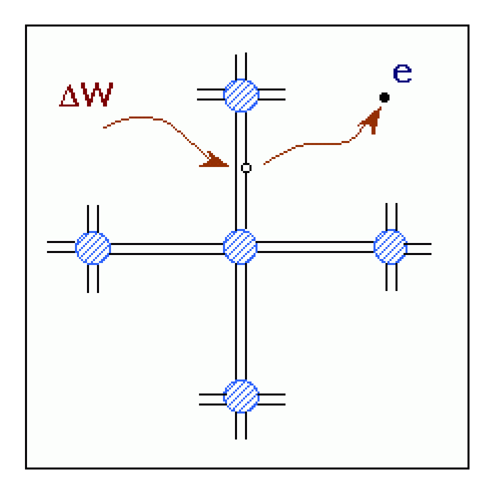
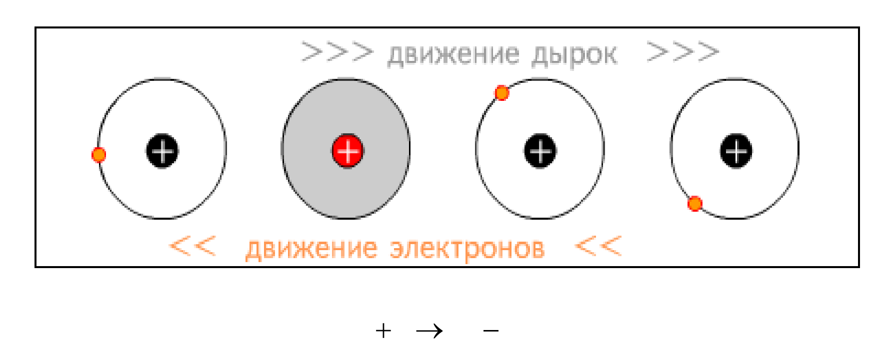


Рис. 2.4. Возникновение пары электрон-дырка

При разрыве валентной связи и уходе электрона из атома в кристаллической решетке образуется незаполненная связь (дырка), которой присущ нескомпенсированный положительный заряд, равный по величине заряду электрона *e*. Поскольку на незаполненную связь легко переходят валентные электроны с соседних связей, чему способствует тепловое движение в кристалле, место, где отсутствует

валентный электрон, хаотически перемещается по решетке. При наличии внешнего электрического поля дырка будет двигаться в направлении, определенном вектором напряженности поля, что соответствует переносу положительного заряда, т. е. возникает электрический ток.

При наличии внешнего электрического поля перемещение дырок равносильно перемещению положительных зарядов (рис. 2.5).



$+ \quad \vec{E} \quad -$

Рис. 2.5. Принцип дырочной электропроводности

Генерация и рекомбинация пар носителей зарядов

Электропроводность полупроводников наиболее правильно может быть объяснена их энергетической диаграммой (рис. 2.6). Как мы знаем, ширина запрещенной зоны у полупроводников сравнительно невелика (для германия 0,72 эВ, а для кремния 1,12 эВ). При температуре абсолютного нуля полупроводник, не содержащий примесей, является диэлектриком, в нем нет электронов и дырок проводимости. Но при повышении температуры электропроводность полупроводника возрастает, так как электроны валентной зоны получают при нагреве дополнительную энергию и за счет этого все большее их число преодолевает запрещенную зону и переходит из валентной зоны в зону проводимости. Таким образом, появляются электроны проводимости, и возникает электронная электропроводность. Каждый электрон, перешедший в зону проводимости, оставляет в валентной зоне

свободное место - дырку, число которых равно числу электронов. Следовательно, вместе с электронной создается и дырочная электропроводность.

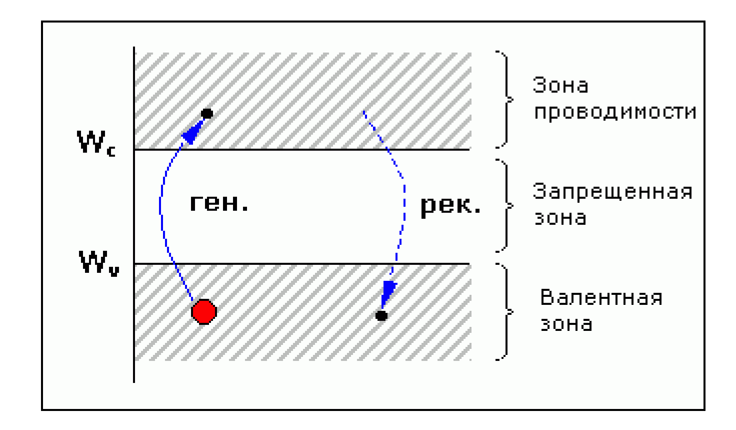


Рис. 2.6. Энергетическая диаграмма полупроводника

Электроны и дырки, которые могут перемещаться и поэтому создавать электропроводность, называют *подвижными носителями* заряда. Принято говорить, что под действием теплоты происходит *генерация пар носителей заряда*, т. е. возникают пары электрон проводимости - дырка. Генерация пар носителей может происходить также под действием света, электрического поля, ионизирующего излучения и др.

Вследствие того, что электроны и дырки проводимости совершают хаотическое тепловое движение, обязательно происходит и процесс, обратный генерации. Электроны проводимости снова занимают свободные места в валентной зоне, т. е. объединяются с дырками. Такое исчезновение пар носителей называется *рекомбинацией носителей заряда*. Процессы генерации и рекомбинации всегда происходят одновременно. Рекомбинация ограничивает возрастание числа пар носителей, и при каждой данной температуре устанавливается определенное число электронов и дырок проводимости, т. е. они находятся в состоянии динамического равновесия.

Равновесная концентрация носителей заряда в собственном полупроводнике

Полупроводник без примесей называют *собственным полупроводником* или *полупроводником i-типа*. Он обладает *собственной электропроводностью*, которая, как было показано, складывается из электронной и дырочной электропроводности. При этом, несмотря на то, что число электронов и дырок проводимости в собственном полупроводнике одинаково, электронная электропроводность преобладает, что объясняется большей подвижностью электронов по сравнению с подвижностью дырок. Понять это нетрудно. Ведь дырочная электропроводность представляет собой перемещение электронов более ограниченное (менее свободное), нежели перемещение электронов проводимости, т. е. электронная электропроводность.

Удельная электрическая проводимость полупроводников зависит от *концентрации носителей заряда*, т. е. от их числа в единице объема, например в 1 см^3. Будем обозначать концентрацию электронов и дырок проводимости соответственно буквами n и p - от слов *negative*(отрицательный) и *positive*(положительный). Очевидно, что для собственного полупроводника всегда $n_i = p_i$ (условие электронейтральности собственного полупроводника).

Равновесная концентрация носителей заряда зависит от температуры кристалла Т и ширины запрещенной зоны $\Delta W_з$.

Статистической физикой доказано: если для осуществления некоторого события требуется $W >> W_{ср}$, то вероятность этого события всегда пропорциональна exp($-W/W_{ср}$):

$$P \sim e^{-\frac{W}{W_{ср}}}$$

Вероятность того, что электрон окажется в зоне проводимости при тепловой генерации определяется следующим образом:

$$P_{ген} \sim e^{-\frac{\Delta W_з}{kT}} \quad , \qquad (2.2)$$

где kT - средняя энергия хаотического теплового движения частиц, k - постоянная Больцмана.

При комнатной температуре (T = 300 К) kT = 0,026 эВ.

Таким образом, очевидно, что $kT << \Delta W_з = W_g$, где W_g - энергия связи.

С другой стороны, одновременно с генерацией происходит и рекомбинация носителей заряда. Вероятность появления дырки в единице объема полупроводника пропорциональна концентрации дырок p_i. По тем же причинам, вероятность появления свободного электрона пропорциональна концентрации электронов n_i. Вероятность одновременного появления в окрестностях атома и электрона, и дырки пропорциональна произведению концентраций электронов и дырок:

$$P_{рек} \sim n_i \cdot p_i \,. \qquad (2.3)$$

В стационарном (установившемся) состоянии генерация и рекомбинация взаимно уравновешены:

$$P_{ген} = P_{рек} \,.$$

Таким образом, концентрация носителей заряда для собственного полупроводника определяется следующим образом:

$$n_i = p_i \sim e^{-\frac{\Delta W_з}{2 \cdot kT}} \,. \qquad (2.4)$$

Значения концентрации носителей заряда n_i (при T=300 К) для различных полупроводников представлены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Полупроводник	n_i [см$^{-3}$]
Ge	$2.4 \cdot 10^{13}$
Si	$1.1 \cdot 10^{10}$
GaAs	$1.4 \cdot 10^{7}$

Примесные полупроводники

В 1 см^3 различных кристаллов содержится ~ 10^{22} атомов. Чистым считается вещество, в котором на 100 000 собственных приходится 1 примесный атом (т. е. концентрация примесей $N_{прим}$ = 0.001 %). Тем не менее это означает, что в каждом кубическом сантиметре чистого вещества будет содержаться ~ 10^{17} атомов примеси. При комнатной температуре (T = 300 К) $N_{прим} >> n_i$ (табл. 2.2). Абсолютно от примесей избавиться невозможно. Таким образом, для понимания реальных свойств полупроводниковых материалов необходимо изучать полупроводники, содержащие примеси.

Классификацию примесей можно осуществлять по различным определяющим признакам:
1) по функциональному назначению примеси делятся на
- *донорные*,
- *акцепторные*.

2) по уровню энергии активации (ионизации) примеси делят на
- мелкие ($W_{ион} << W_g$),
- глубокие ($W_{ион} \sim W_g$).

Примеси оказывают существенное влияние на свойства полупроводников.

Примесными (*легированными*) принято называть полупроводники, электропроводность которых обусловлена носителями заряда, образующимися при ионизации атомов. Примесные полупроводники, полученные за счет введения донорной примеси, называются электронными, или полупроводниками n-типа. Примесные полупроводники, полученные за счет введения акцепторной примеси, называются дырочными, или полупроводниками p-типа.

Полупроводники n-типа

Если в кремний ввести атом пятивалентного элемента (например, фосфора (рис. 2.7)), то четыре из пяти валентных электронов этого элемента вступят в связь с четырьмя соседними атомами кремния (подобно атомам собственного полупроводника).

P - фосфор
As - мышьяк | примеси пятивалентные
Sb - сурьма

Рис. 2.7. Пятивалентные элементы, используемые в качестве донорных примесей

Пятый же электрон будет в данном случае избыточным. Он оказывается очень слабо связанным со своим атомом, поэтому оторвать его от атома и превратить в свободный носитель заряда можно даже при воздействии малой тепловой энергии (рис. 2.8).

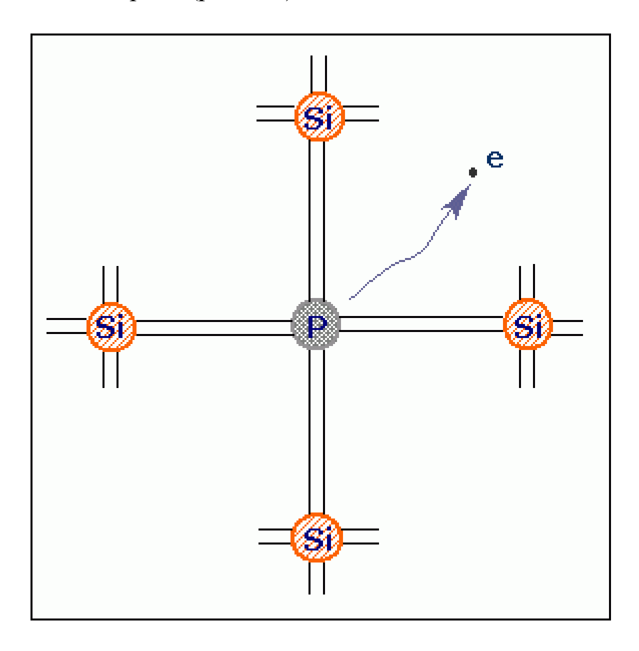


Рис. 2.8. Возникновение примесной электронной электропроводности

На энергетической диаграмме (рис. 2.9), соответствующей рассматриваемому случаю, обозначен разрешенный энергетический уровень $W_д$, который принес с собой атом фосфора. На этом уровне при очень низкой температуре и будет находиться избыточный электрон фосфора. При незначительном повышении температуры он переходит в зону проводимости и становится свободным. Нейтральный атом

фосфора при этом превращается в положительный ион (его заряд обусловлен отсутствием валентного электрона). Количество энергии, необходимое для отделения избыточного электрона и образования иона, называется энергией активации (ионизации) примеси (≈ 0,1 эВ). Отметим, что ион прочно связан с кристаллической решеткой и не может перемещаться подобно дырке.

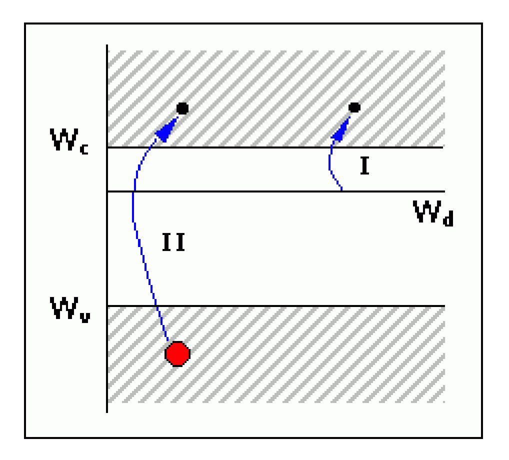


Рис. 2.9. Энергетическая диаграмма полупроводника n-типа

Таким образом, появление в кремнии атома фосфора привело к образованию в зоне проводимости свободного электрона. Образование данного электрона не связано с существованием дырки.

В реальных случаях вводится, конечно, далеко не единственный атом примеси (10^{14} ... 10^{18} атомов/см^3), поэтому и примесных уровней получается довольно много. Примесные уровни образуют примесную зону, которая в рассматриваемом здесь случае будет находиться в запрещенной зоне кремния вблизи зоны проводимости.

Электропроводность электронных полупроводников определяется свободными электронами, которые здесь являются основными носителями заряда. Дырки в полупроводнике *n*-типа являются неосновными носителями заряда. Дырок здесь очень мало ($n_n >> p_n$), но они все-таки есть (дырки образуются за счет термогенерации подобно собственным носителям в беспримесном полупроводнике).

Итак, за счет введения донорной примеси образуется электронный полупроводник, электропроводность которого определяется

электронами, причем число свободных электронов практически равно числу ионизированных доноров.

Полупроводники p-типа

Рассмотрим теперь дырочный полупроводник, или полупроводник *p*-типа. Такой полупроводник получается за счет введения в него трехвалентных атомов примеси (например, индия (рис. 2.10)).

B - бор
Al - аллюминий
Ga - галлий
In - индий

примеси трехвалентные

Рис. 2.10. Трехвалентные элементы, используемые в качестве акцепторных примесей

Находясь среди атомов германия (или кремния), атом индия образует только три заполненные валентные связи. Четвертая связь оказывается незаполненной, однако она не имеет заряда, т. е. атом индия является электрически нейтральным. При воздействии даже небольшой тепловой энергии электрон одной из соседних заполненных валентных связей германия может перейти в эту связь (рис. 2.11). Во внешней оболочке атома индия появляется лишний электрон, т. е. атом индия превращается в отрицательный ион. Ионизированная связь атома германия (из которой электрон перешел к атому индия) несет с собой уже положительный заряд, являясь дыркой.

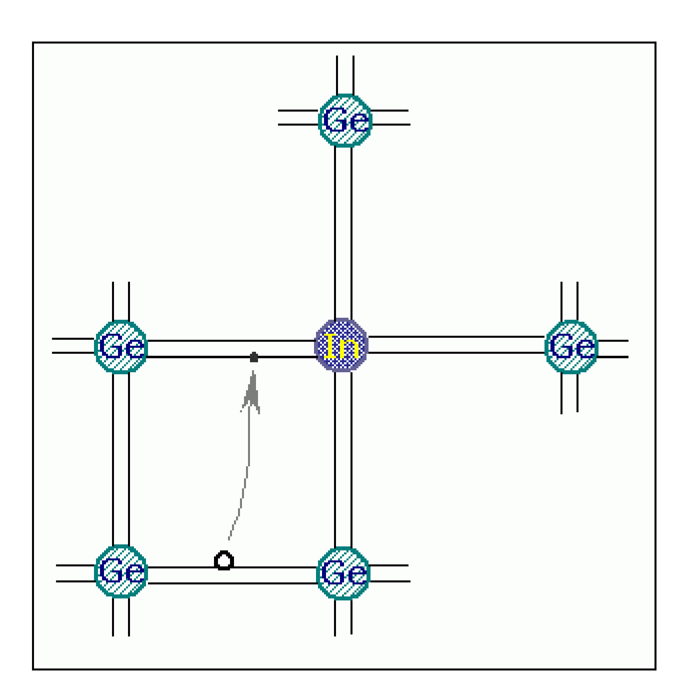


Рис. 2.11. Возникновение примесной дырочной электропроводности

На энергетической диаграмме (рис. 2.12), соответствующей рассматриваемому здесь случаю, обозначен разрешенный энергетический (акцепторный) уровень W_a, который принес с собой атом индия. Этот уровень будет не заполнен лишь при очень низкой температуре. При небольшом повышении температуры один из электронов валентной зоны переходит на акцепторный уровень, затратив при этом небольшую энергию, равную энергии активации примеси (≈0,1 эВ). Таким образом, получаются дырка (в валентной зоне) и ионизированный акцептор.

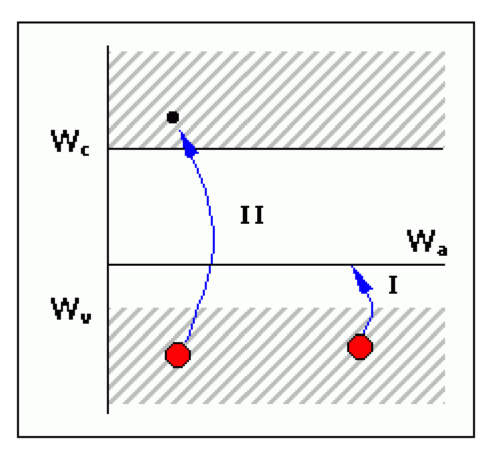


Рис. 2.12. Энергетическая диаграмма полупроводника р-типа

Электропроводность дырочного полупроводника определяется дырками, которые здесь являются основными носителями заряда. Электроны в полупроводнике *p*-типа являются неосновными носителями и их очень мало ($p_p >> n_p$). Итак, за счет введения и активации акцепторной примеси образуется дырочный полупроводник, электропроводность которого определяется дырками, причем число их практически равно числу ионизированных акцепторов.

Компенсация примеси

Понятно, что чем больше концентрация доноров N_d, тем больше и концентрация электронов, а чем больше концентрация акцепторов N_a, тем больше концентрация дырок в полупроводнике.

Если в полупроводник ввести и донорную и акцепторную примесь, то наблюдается процесс компенсации примеси (рис. 2.13).

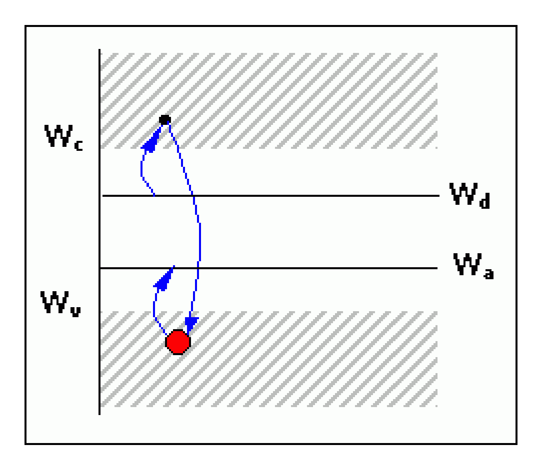


Рис. 2.13. Энергетическая диаграмма, иллюстрирующая процесс компенсации примеси

Компенсация может быть различной:

- полная ($N_d = N_a$). В этом случае полупроводник аналогичен собственному полупроводнику;
- частичная. Если $N_d > N_a$, то полупроводник аналогичен полупроводнику *n*-типа. В случае, когда $N_d < N_a$, он похож на полупроводник *p*-типа.

Температурная зависимость концентрации носителей заряда в примесном полупроводнике

Рассмотрим качественно зависимость концентрации носителей от температуры. Интенсивность переходов электронов в полупроводнике с уровней энергии в валентной и запрещенной зонах на энергетические уровни в зоне проводимости зависит, прежде всего, от температуры и требуемого изменения энергии.

Вероятность ионизации примесных атомов, имеющих энергию ионизации порядка 0,01 эВ, становится заметной при температурах в единицы и десятки градусов Кельвина, а интенсивность межзонных переходов, зависящая от ширины запрещенной зоны, существенна при сотнях градусов. Это позволяет построить качественную картину изменения концентрации в зависимости от температуры для полупроводника с одним видом примеси (рис. 2. 14).

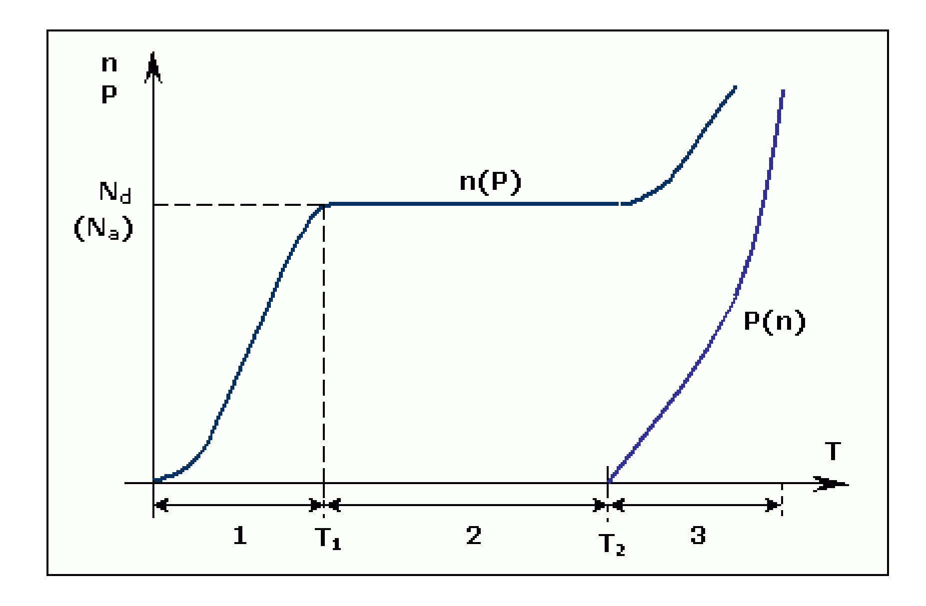


Рис. 2.14. Зависимость концентрации электронов и дырок в донорном (акцепторном) полупроводнике от температуры

Рассмотрим в качестве примера донорный полупроводник. При нулевой температуре заняты все состояния валентной зоны и все примесные состояния донорных атомов (при отсутствии акцепторной примеси). Повышение температуры приводит к тому, что уже при абсолютной температуре в несколько градусов появляется заметная вероятность ионизации мелких донорных уровней с глубиной залегания порядка 0,01 эВ. Этот процесс вызывает появление только одного сорта подвижных носителей - электронов в зоне проводимости. Их концентрация в этом случае будет равна концентрации неподвижных положительно ионизированных доноров: $n_n = N_d^+$. При температуре T_1 в несколько десятков градусов практически все доноры будут ионизированы. Если количество примеси заметно превышает количество носителей в собственном полупроводнике при этих же температурах, то концентрация подвижных электронов в зоне проводимости равна концентрации примеси: $n_n = N_d$.

Эта ситуация соответствует истощению примеси. Концентрация подвижных электронов остается практически постоянной до температур в несколько сот градусов, когда становятся заметными межзонные

переходы. Такие переходы приводят к образованию пары подвижных носителей: электрона и дырки, поэтому концентрация электронов в зоне проводимости определяется не только количеством примеси, но и количеством образовавшихся пар: $n_n = N_d + P_n$.

Повышение температуры выше значения T_2 приводит к интенсивной генерации электронно-дырочных пар, и их количество может заметно превысить величину N_d. В этом случае $n_n \approx p_n$ и изменение концентрации носителей будет таким же, как и в собственном полупроводнике, т. е. происходит вырождение полупроводника. Значения температур вырождения для различных полупроводников представлены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Полупроводник	$T_{выр}$ [^{0}C]
Ge	150 - 170
Si	70 - 90

В акцепторном полупроводнике качественно температурная зависимость концентрации основных и неосновных носителей будет такой же, как и в донорном.

Время жизни неравновесных носителей заряда

В полупроводнике под влиянием различных внешних факторов концентрация свободных носителей заряда может превысить равновесное значение (рис. 2.15):

$n = n_0 + \Delta n$,

где n - неравновесная концентрация;

n_0 - равновесная концентрация;

Δn - избыточная концентрация.



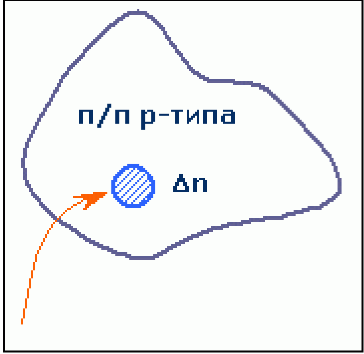


Рис. 2. 15. Возникновение неравновесной концентрации зарядов под влиянием энергетического воздействия

После прекращения энергетического воздействия избыточная концентрация носителей заряда в полупроводнике из-за процесса рекомбинации через некоторое время уменьшится до нуля. Количество носителей заряда, рекомбинирующих в единицу времени в единице объема (скорость изменения концентрации), пропорционально избыточной концентрации и обратно пропорционально некоторому параметру τ, который называют временем жизни.

В состоянии термодинамического равновесия (n_0 = const) данный процесс будет описываться *уравнением рекомбинации*:

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{\Delta n}{\tau} \qquad \text{(если } p = \text{const)}, \qquad (2.5)$$

где dn/dt - скорость изменения концентрации,
τ - *время жизни* неравновесных носителей заряда.

Знак минус указывает на то, что избыточная концентрация со временем убывает.

Рассмотрим наиболее простой частный случай - постоянство концентрации носителей заряда, с которыми происходит рекомбинация неравновесных носителей. Этот случай реализуется, например, в полупроводнике с явно выраженной примесной электропроводностью при введении в него неосновных носителей заряда не вызывает существенного изменения концентрации основных, с которыми происходит рекомбинация. Время жизни при этом оказывается

постоянным, а количество носителей заряда, рекомбинировавших в единицу времени в единице объема, пропорционально первой степени избыточной концентрации. Этот случай называют *линейной рекомбинацией*.

Решение этого обыкновенного дифференциального уравнения имеет следующий вид:

$$\Delta n(t) = \Delta n(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \qquad (2.6)$$

т. е. при линейной рекомбинации избыточная концентрация носителей за время жизни уменьшается в e раз (рис. 2.16).

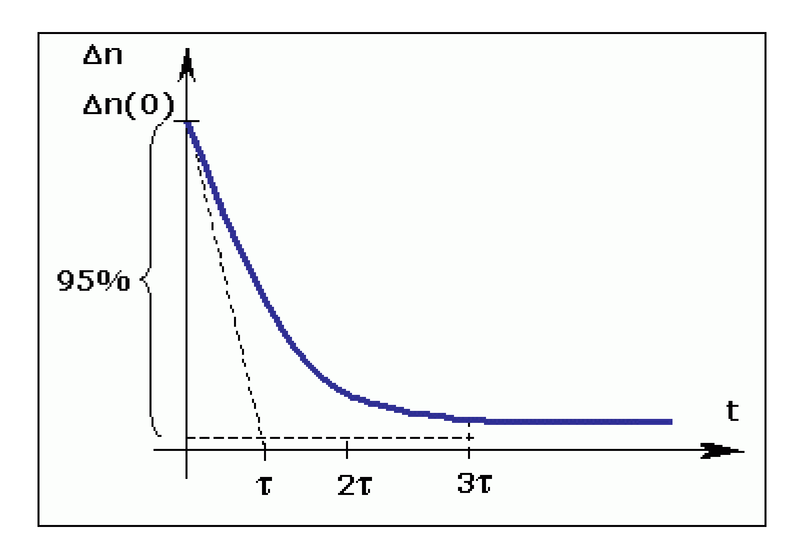


Рис. 2.16. Изменение избыточной концентрации во времени

Время жизни неравновесных носителей заряда в германии и кремнии может составлять широкий диапазон значений в зависимости от количества и типа примеси, а также от состояния и чистоты поверхности (табл. 2.4).

Таблица 2.4

Полупроводник	τ[сек]
Si	10^{-9} - 10^{-2}

Основным процессом, определяющим значение τ, является рекомбинация.

Виды рекомбинации

Классификацию различных видов рекомбинации можно осуществлять:

1) по способу выделения избыточной энергии (рис. 2.17);

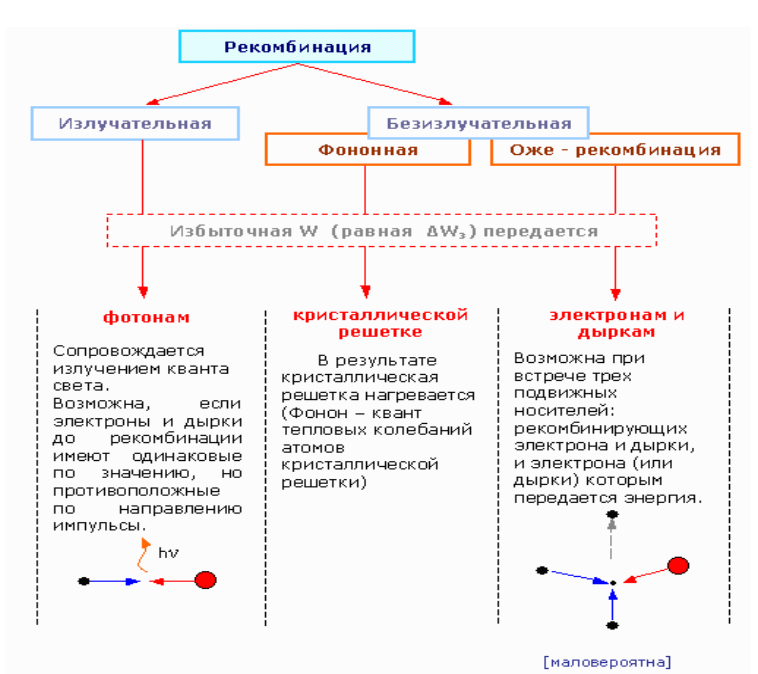


Рис. 2.17. Классификация видов рекомбинации по способу выделения избыточной энергии

2) по месту прохождения

- объемная,
- поверхностная (роль ее тем выше, чем больше отношение площади поверхности полупроводника к его объему $S_{пов}/V$, т.е. чем меньше размеры образца).

На поверхности полупроводника количество дефектов, образующих ловушки, которые вызывают интенсивный процесс рекомбинации, гораздо больше чем в объеме.

Механизмы генерации и рекомбинации

Процесс рекомбинации электронов и дырок может происходить либо прямым путем - из зоны в зону, либо через локальные энергетические уровни в запрещенной зоне, называемые центрами рекомбинации или ловушками (рис. 2.18). Второй механизм рекомбинации является более вероятным, чем первый, так как здесь движется лишь один носитель заряда, а другой неподвижен, и вероятность сближения их на расстояние, при котором возможна рекомбинация (~0,1 нм), значительно выше, чем в случае, когда оба носителя заряда перемещаются по кристаллической решетке.

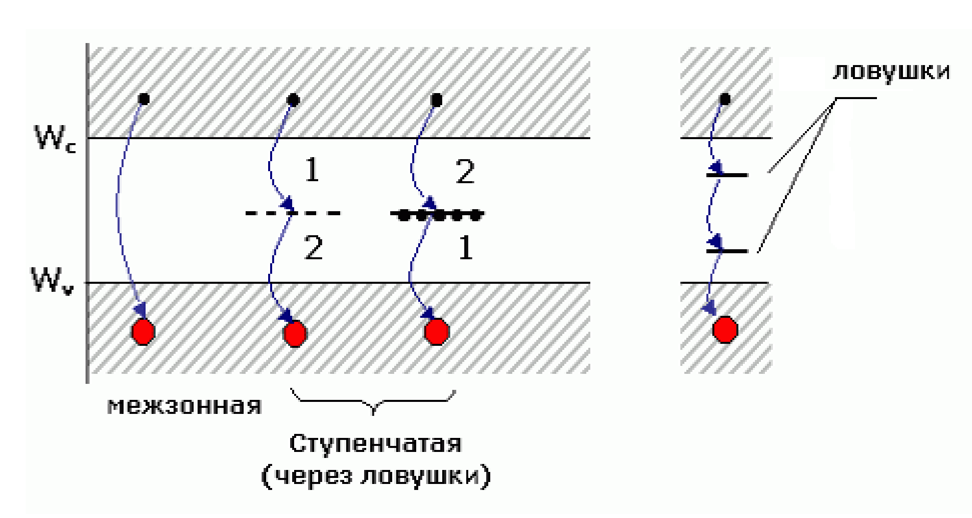


Рис. 2.18. Различные механизмы генерации и рекомбинации носителей заряда

Центры рекомбинации создаются примесями, имеющими энергетические уровни вблизи середины запрещенной зоны полупроводника. К таким примесям относятся:

- - *Cu* (медь), *Au* (золото) - одновалентные [создают пустые ловушки];
- - *Co* (кобальт), *Ni* (никель), *Pt* (платина) - восьмивалентные [создают ловушки, заполненные электронами].

Стадии рекомбинации через ловушки

Рекомбинация с участием рекомбинационных ловушек протекает в два этапа. На первом этапе рекомбинационная ловушка (или энергетический уровень рекомбинационной ловушки) захватывает, например, электрон из зоны проводимости. Таким образом, электрон выбывает из процесса электропроводности. В этом состоянии ловушка будет находиться до тех пор, пока к ней не подойдет дырка, или, другими словами, пока в данном месте кристалла не окажется свободный энергетический уровень валентной зоны. При выполнении этих условий осуществляется второй этап рекомбинации - электрон переходит на свободный уровень валентной зоны (что эквивалентно захвату дырки из валентной зоны отрицательно заряженной ловушкой).

Длительность первой стадии гораздо больше длительности второй ($t_1 >> t_2$), т. к. t_1 определяется столкновением с ловушкой не основных носителей, концентрация которых мала, а t_2 определяется столкновением с ловушкой основных носителей, концентрация которых велика. Следовательно, время жизни носителей заряда приближенно равно $\tau \approx t_1$.

Роль рекомбинационных ловушек могут выполнить примесные атомы или ионы, различные включения в кристалле, незаполненные узлы кристаллической решетки, трещины и другие несовершенства объема или поверхности.

В связи с тем, что на поверхности кристалла перечисленных дефектов значительно больше, чем в объеме, процесс рекомбинации на поверхности должен идти значительно интенсивнее. Его рассматривают и оценивают обычно отдельно, считая поверхностную рекомбинацию разновидностью рекомбинации с участием рекомбинационных ловушек.

Реально существуют и мелкие дефектные уровни - уровни прилипания (рис. 2.19).

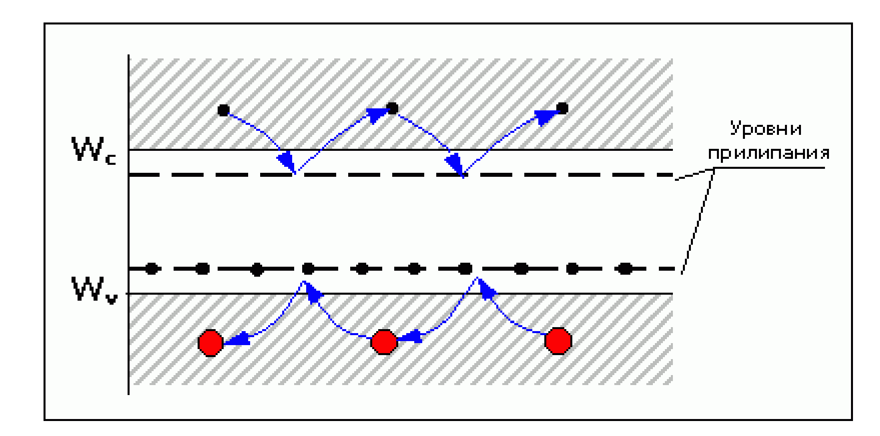


Рис. 2.19. Изображение процесса захвата носителей заряда уровнями прилипания

Через некоторое время после захвата носителя происходит его освобождение. Уровни прилипания слабо, но влияют, на время жизни носителей заряда, так как захваченные носители не могут в это время рекомбинировать.

Глава 3.Движение носителей заряда

Процесс переноса зарядов может наблюдаться в полупроводниках при наличии электронов в зоне проводимости и при неполном заполнении электронами валентной зоны. При выполнении этих условий и в отсутствие градиента температуры перенос носителей зарядов может происходить либо под действием электрического поля, либо под действием градиента концентрации носителей заряда.

В общем случае движение носителей заряда в полупроводниках обусловлено двумя физическими процессами: диффузией и дрейфом. *Диффузией* называется направленное перемещение носителей зарядов вследствие неравномерности их концентрации, т. е. перемещение под действием градиента концентрации носителей заряда. *Дрейфом* называется направленное перемещение носителей заряда под действием электрического поля (рис. 3.1).

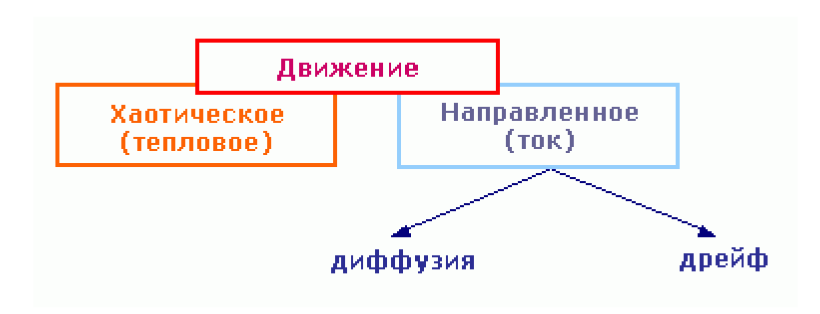


Рис.3.1. Виды движения носителей заряда

Диффузия

Из физики известно, что плотность потока частиц при диффузии (число частиц, пересекающих в единицу времени единичную площадку, перпендикулярную направлению градиента концентрации) пропорционален градиенту концентрации этих частиц:

$$\vec{\Phi} = -D \cdot grad\ n \quad , \qquad (3.1)$$

где D - коэффициент диффузии, равный абсолютному значению отношения плотности потока частиц к градиенту их концентрации (рис. 3.2).

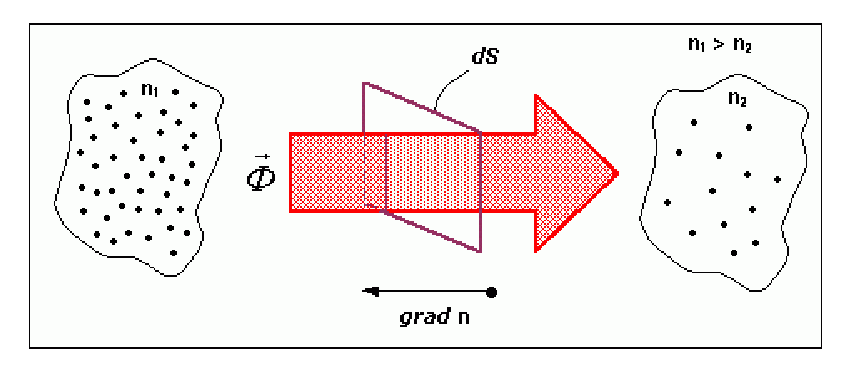


Рис. 3.2. Диффузия носителей заряда под действием градиента концентрации

Вектор градиента концентрации направлен в сторону возрастания аргумента, а частицы диффундируют туда, где их меньше, т. е. против градиента концентрации. Поэтому знаки перед правой и левой частями соотношения различны.

Остановимся на процессе диффузии электронов и дырок в полупроводниках, т. е. на диффузии заряженных частиц (или квазичастиц). Так как всякое направленное движение одноименно заряженных частиц есть электрический ток, то плотность электронной составляющей диффузионного тока может быть получена путем умножения правой части на элементарный заряд электрона. Электроны диффундируют против вектора градиента концентрации и имеют отрицательный заряд. Поэтому направление вектора плотности диффузионного тока электронов должно совпадать с направлением вектора градиента концентрации электронов, т. е.

$$\vec{j}_{диф} = q \cdot \vec{\Phi} \quad , \qquad (3.2)$$

где $\vec{j}_{диф}$ - плотность диффузионного потока,
q - заряд электрона.

Одновременно с процессом диффузии неравновесных носителей происходит процесс их рекомбинации. Поэтому избыточная концентрация уменьшается в направлении от места источника этой избыточной концентрации носителей.

Установим размерность коэффициента диффузии:

$$\left.\begin{aligned}\left[\vec{\Phi}\right] &= \frac{1}{c \cdot м^2} \\ grad\ n &= м^{-4}\end{aligned}\right\} \Rightarrow [D] = \frac{м^2}{c}.$$

Исходя из соображений размерности, можно установить функциональную зависимость для коэффициента диффузии $D = L^2/\tau$, где L - диффузионная длина.

Расстояние, на котором при одномерной диффузии в полупроводнике без электрического поля в нем избыточная концентрация носителей заряда уменьшается вследствие рекомбинации в e = 2,718 ... раза, называют *диффузионной длиной*. Иначе говоря, это расстояние, на которое носитель диффундирует за время жизни. Таким образом, диффузионная длина связана с временем жизни носителей заряда следующим соотношением

$$L = \sqrt{D \cdot \tau}\ . \qquad (3.3)$$

Дрейф

Направленное движение носителей заряда под действием электрического поля называют *дрейфом*. Электроны, получая ускорение в электрическом поле, приобретают на длине свободного пробега дополнительную энергию около 10^{-8} - 10^{-4} эВ. При этом электроны переходят на более высокие энергетические уровни (разница в энергиях между соседними энергетическими уровнями в разрешенной зоне около 10^{-22} эВ). При очередном соударении электрона с атомом кристаллической решетки электрон отдает кристаллической решетке накопленную на длине свободного пробега энергию, возвращаясь на один из низко лежащих энергетических уровней в разрешенной зоне. Так можно представить процесс электропроводности в результате движения электронов в зоне проводимости и в валентной зоне. Однако, учитывая почти полное заполнение электронами энергетических уровней валентной зоны, удобнее рассматривать в валентной зоне движение дырок: дырки, двигаясь по направлению вектора электрического поля и приобретая в этом поле дополнительную энергию, переходят по энергетической диаграмме на более низкие энергетические уровни.

В результате дрейфа электронов в полупроводнике появляется электронная составляющая плотности дрейфового тока, которую запишем на основании закона Ома:

$$\vec{j}_{др} \overset{def}{=} \sigma \cdot \vec{E}, \qquad (3.4)$$

где σ - удельная проводимость,
E - напряженность электрического поля.

Плотность дрейфового тока в кристалле определяется величиной заряда, переносимого носителями через единое сечение в единицу времени (рис. 3.3).

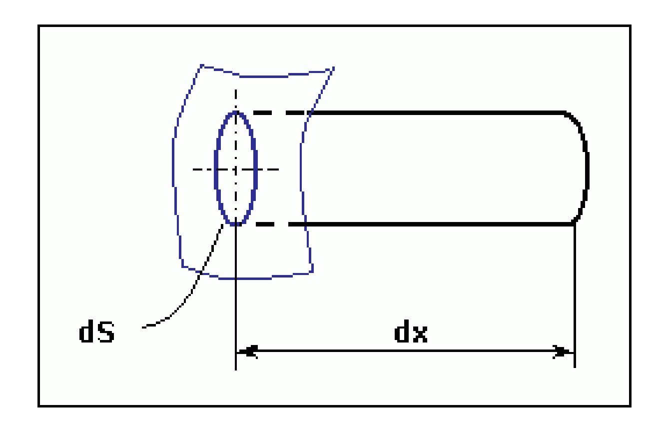


Рис. 3.3. Полупроводник длиной dx и сечением ds = 1

Так как $dQ = q \cdot n \cdot dS \cdot dx$, то

$$j_{др} = \left.\frac{dQ}{dt}\right|_{dS=1} = \frac{q \cdot n \cdot dx}{dt} = q \cdot n \cdot v_{ср}, \qquad (3.5)$$

где $dS \cdot dx = dV$,
$v_{ср}$ - средняя скорость направленного движения носителей заряда.

Подставив выражение (3.5) в формулу (3.4), получим:

$$\sigma \cdot \vec{E} = q \cdot n \cdot \vec{v}_{cp} \qquad \text{или} \qquad \vec{v}_{cp} = \frac{\sigma}{q \cdot n} \cdot \vec{E}.$$

Для коэффициента пропорциональности между напряженностью электрического поля и средней скоростью носителей заряда введем обозначение:

$$\frac{\sigma}{q \cdot n} = \mu, \qquad (3.6)$$

где μ- подвижность носителей заряда.

Чем больше подвижность, тем больше скорость направленного движения носителей при той же напряженности электрического поля. При равной концентрации примесей электронный полупроводник будет иметь большую удельную проводимость, чем дырочный, поскольку $\mu_n > \mu_p$.

Подвижность носителей заряда

На подвижность носителей заряда в основном влияют два физических фактора: хаотические тепловые колебания атомов кристаллической решетки (*рассеяние* носителей заряда на тепловых колебаниях атомов кристаллической решетки (рис. 3.4)) и электрические поля ионизированных примесей (рассеяние на ионах примесей (рис. 3.5)).

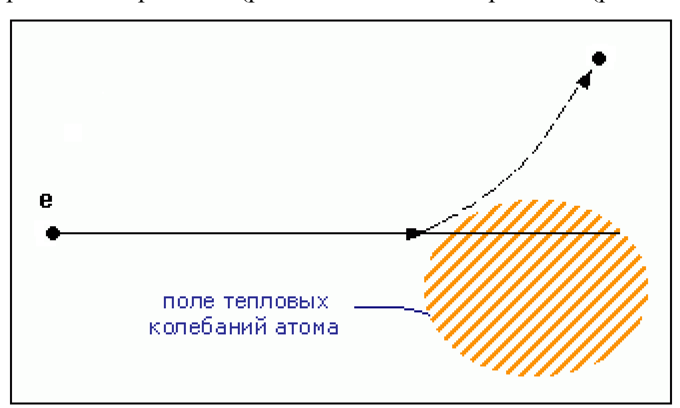


Рис. 3.4. Рассеяние на фононах

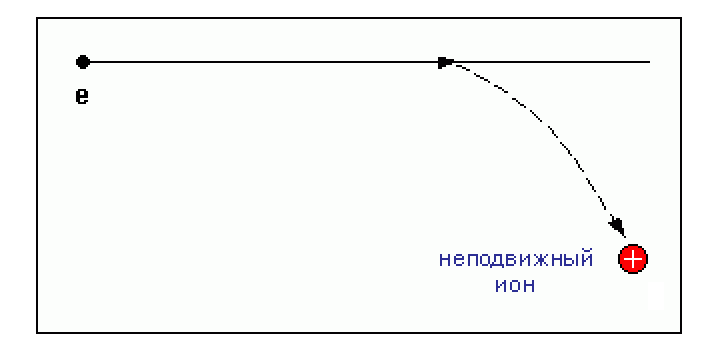


Рис. 3.5. Рассеяние на ионах примесей

При больших температурах преобладает рассеяние носителей заряда на тепловых колебаниях атомов кристаллической решетки. Поэтому с увеличением температуры в этом диапазоне температур подвижность носителей уменьшается (рис. 3.6).

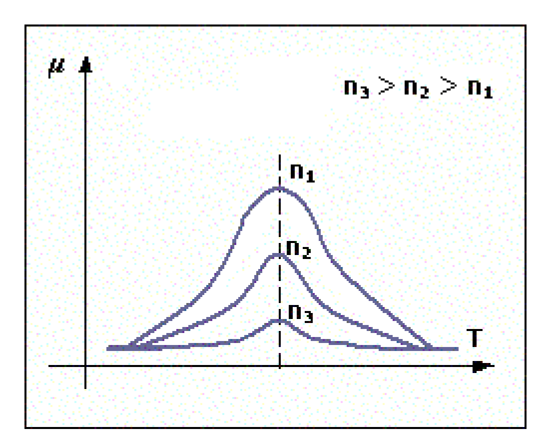


Рис. 3.6. Температурная зависимость подвижности носителей заряда

В диапазоне малых температур с уменьшением температуры уменьшаются тепловые скорости хаотического движения носителей заряда, что приводит к увеличению времени пребывания носителя вблизи иона примеси, т. е. увеличивается длительность воздействия электрического поля иона примеси на носитель заряда. Поэтому в

диапазоне малых температур с уменьшением температуры подвижность носителей также уменьшается.

При увеличении концентрации примесей увеличивается и рассеяние на ионах примесей, т. е. уменьшается подвижность носителей заряда. Однако в диапазоне высоких температур преобладающим механизмом рассеяния носителей даже при большой концентрации примесей остается рассеяние на тепловых колебаниях атомов кристаллической решетки и соответственно кривые температурной зависимости подвижности носителей заряда в диапазоне высоких температур практически не смещаются с увеличением концентрации примесей.

Подвижность носителей заряда связана с другим параметром полупроводника - коэффициентом диффузии D - соотношением, которое принято называть соотношением Эйнштейна:

$$D = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \mu , \qquad (3.7)$$

где $k \cdot T / q = \varphi_T = 0.026\ B$ - тепловой потенциал (при T=300 K).

Глава 4. Электронно-дырочный и металло-полупроводниковый переходы

4.1. Электронно-дырочный переход

Электронно-дырочный переход (*p-n* - переход) - это переходный слой между двумя областями полупроводника с разной электропроводностью, в котором существует диффузионное электрическое поле.

При идеальном контакте двух полупроводников с различным типом электропроводности из-за градиента концентрации носителей заряда возникает их диффузия в области с противоположным типом электропроводности через плоскость *металлургического контакта* (плоскость, где изменяется тип примесей, преобладающих в полупроводнике (рис. 4.1)).

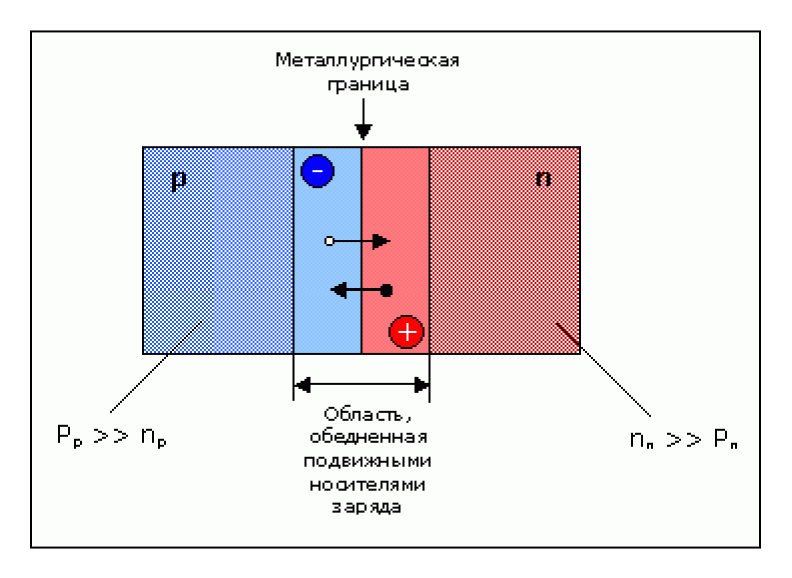


Рис. 4.1. Пространственное распределение зарядов в p-n – переходе

В результате диффузии носителей заряда нарушается электрическая нейтральность примыкающих к металлургическому контакту частей монокристалла полупроводника. В *p*-области вблизи металлургического

контакта после диффузии из нее дырок остаются нескомпенсированные ионизированные акцепторы (отрицательные неподвижные заряды), а в *n*-области - нескомпенсированные ионизированные доноры (положительные неподвижные заряды). Образуется область пространственного заряда, состоящая из двух разноименно заряженных слоев. Между нескомпенсированными разноименными зарядами ионизированных примесей возникает электрическое поле, направленное от *n*-области к *p*-области и называемое *диффузионным электрическим полем*. Возникшее диффузионное электрическое поле препятствует дальнейшей диффузии основных носителей через металлургический контакт - устанавливается равновесное состояние. Между *n*- и *p*-областями при этом существует разность потенциалов, называемая *контактной разностью потенциалов*. Потенциал *n*-области положителен по отношению к потенциалу *p*-области.

В состоянии термодинамического равновесия диффузионные токи основных носителей заряда, способных преодолеть потенциальный барьер, будут уравновешены соответствующими дрейфовыми токами неосновных носителей заряда, и суммарный ток будет равен нулю.

Энергетическая диаграмма p-n перехода

Энергетическая диаграмма электронно-дырочного перехода при термодинамическом равновесии изображена на рис. 4.2.

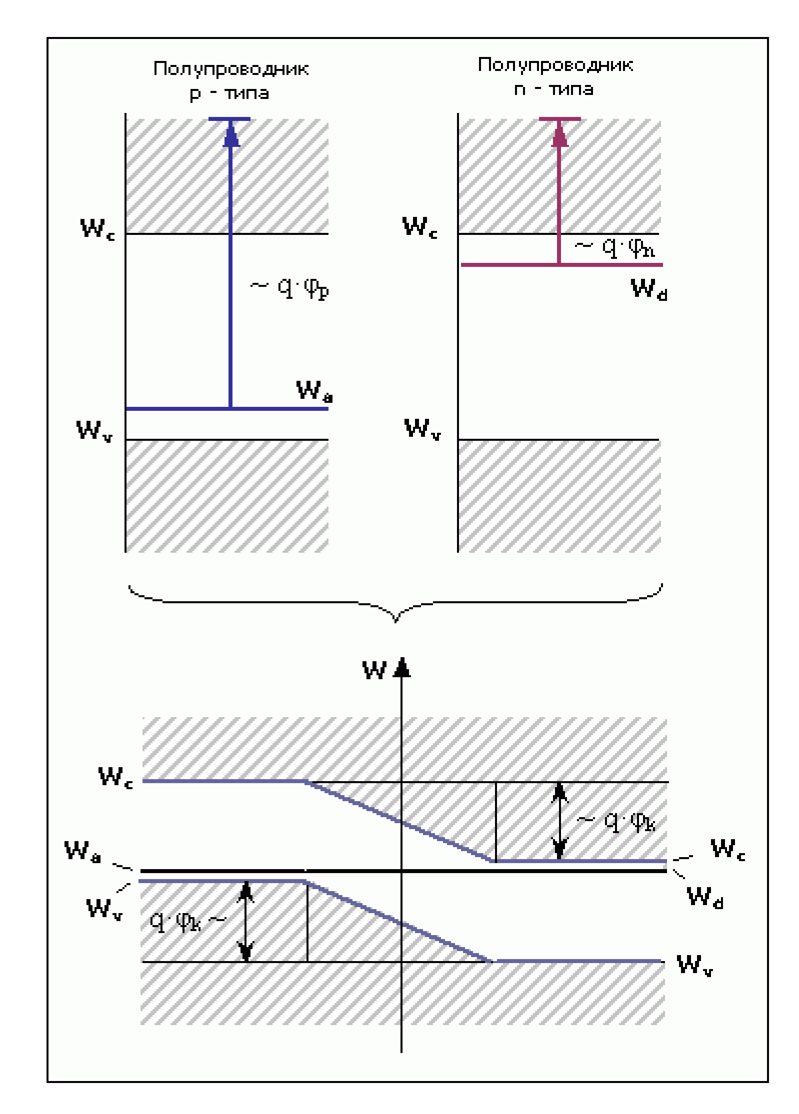


Рис. 4.2. Энергетическая диаграмма p-n перехода

Вдали от контакта двух областей электрическое поле отсутствует (если соответствующие области легированы равномерно) или относительно мало по сравнению с полем в *p-n* - переходе. Поэтому энергетические зоны в этих областях изображены горизонтальными. Взаимное расположение разрешенных зон за пределами *p-n* - перехода остается таким же, каким было в соответствующих полупроводниках.

Так как напряженность диффузионного электрического поля в *p-n* - переходе направлена от электронного полупроводника к дырочному, на диаграмме соответствующие энергетические зоны для *n*-области должны быть ниже, чем для *p*-области. Сдвиг зон соответствует контактной разности потенциалов (φ_k) или высоте потенциального барьера ($q \cdot \varphi_k$) электронно-дырочного перехода.

Потенциальный барьер p-n перехода

Между образовавшимися объемными зарядами возникает контактная разность потенциалов. На рис. 4.3 изображена потенциальная диаграмма *p-n* - перехода для случая, когда внешнее напряжение к переходу не приложено.

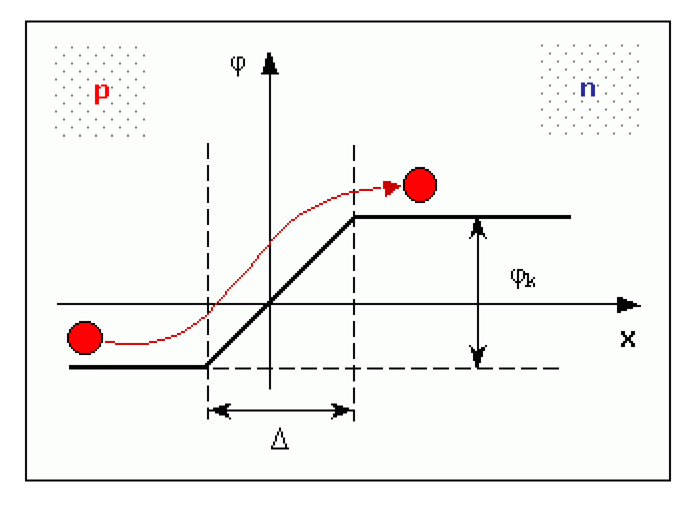


Рис. 4.3. Потенциальная диаграмма p-n - перехода

На этой диаграмме, показывающей распределение потенциала вдоль оси *x*, перпендикулярной плоскости раздела двух полупроводников, за нулевой потенциал принят потенциал граничного слоя.

Следует отметить, что объемные заряды разных знаков возникают вблизи границы *p-n* - областей, а положительный потенциал φ_n или отрицательный потенциал φ_p создается одинаковым по всей области *n* или *p*. Если бы в различных частях области *n* или *p* потенциал был различным, т. е. была бы разность потенциалов, то возник бы ток, в результате которого все равно произошло бы выравнивание потенциала в данной области. Нужно помнить, что заряд и потенциал имеют разный физический смысл. Там, где есть электрический потенциал, не обязательно должен быть заряд.

Как видно, в *p-n* - переходе возникает *потенциальный барьер*, препятствующий диффузионному переходу носителей. На рис. 4.3 изображен барьер для дырок, стремящихся за счет диффузии перемещаться слева направо (из области *p* в область *n*).

Высота барьера равна контактной разности потенциалов и обычно составляет десятые доли вольта. Чем больше концентрация примесей, тем выше концентрация основных носителей и тем большее число их диффундирует через границу. Плотность объемных зарядов возрастает, и увеличивается контактная разность потенциалов φ_k, т. е. высота потенциального барьера. При этом толщина *p-n* - перехода Δ уменьшается, так как соответствующие объемные заряды образуются в приграничных слоях меньшей толщины.

Так как в состоянии равновесия потоки электронов и дырок взаимно компенсируют друг друга, то концентрация неосновных носителей равны концентрациям основных носителей, способных преодолеть потенциальный барьер, т.е.:

$$n_p = n_n \cdot e^{-\frac{q \cdot \varphi_k}{k \cdot T}}. \qquad (4.1)$$

Отсюда следует, что

$$\varphi_k = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{n_n}{n_p}, \qquad (4.2)$$

где $k \cdot T / q = \varphi_T = 0.026\ B.$

Из соотношения (4.2) можно сделать следующие выводы:

1) при одних и тех же концентрациях примесей высота потенциального барьера больше в *p-n* - переходах, созданных в полупроводниках с большей шириной запрещенной зоны (табл. 4.1);
2) высота потенциального барьера возрастает при увеличении концентрации примесей в соответствующих областях;
3) с увеличением температуры высота потенциального барьера уменьшается.

Таблица 4.1

Полупроводник	$\varphi_к$ [В]
Ge	0.3 - 0.5
Si	0.6 - 0.8

В реальных *p-n* - переходах концентрации доноров и акцепторов отличаются на несколько порядков. В таких несимметричных переходах практически весь обедненный слой сосредоточен в слаболегированной части (рис. 4.4).

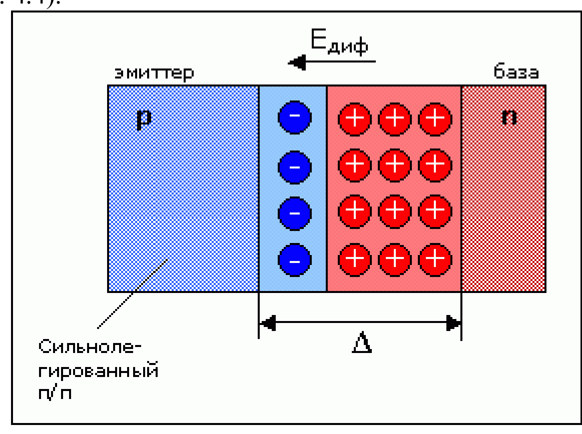


Рис. 4.4. Несимметричный p-n – переход

Прямое смещение p-n перехода

При подключении к переходу напряжения от внешнего источника равновесие между дрейфовыми и диффузионными токами нарушается, и их разность определяет величину и направление результирующего тока, протекающего через переход. Так как обедненная область имеет большое (по сравнению с остальными участками цепи) сопротивление, то можно считать, что все внешнее напряжение падает на слое объемного заряда. Внешнее электрическое поле складывается с полем контактной разности потенциалов и в зависимости от полярности приложенного напряжения уменьшает (прямое включение) результирующую высоту потенциального барьера или увеличивает ее (обратное включение).

Когда к переходу приложено напряжение в прямом направлении, т. е. плюсом к *p*-области и минусом к *n*-области, то высота потенциального барьера и соответственно ширина *p-n* - перехода уменьшаются. В результате этого начинает протекать ток (рис. 4.5).

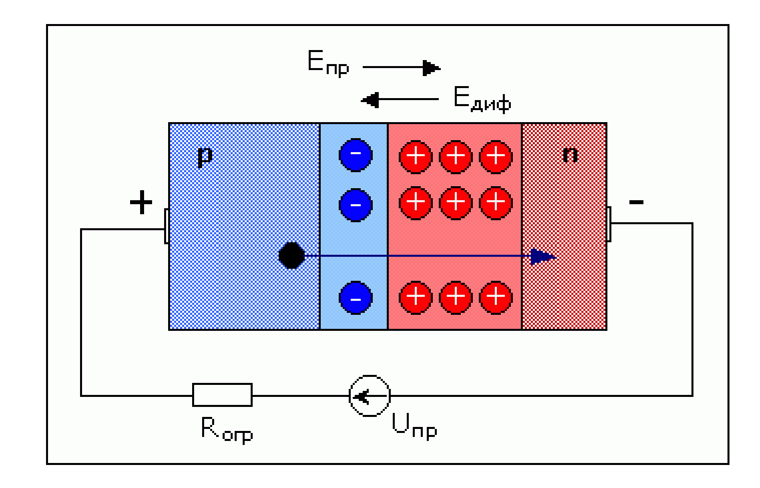


Рис. 4.5. Прямое смещение p-n перехода

Преодолевшие потенциальный барьер носители заряда оказываются в соседней области неосновными. Таким образом, через *p-n* - переход происходит *инжекция* неосновных носителей заряда в область, примыкающую к *p-n* - переходу.

Вольт-амперная характеристика p-n перехода (прямая ветвь)

Для любого электрического прибора важна зависимость между током, протекающим через него и приложенным напряжением. График такой зависимости называется вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Прямая ветвь вольт-амперной характеристики идеализированного *p-n* - перехода представлена на рис. 4.6.



Рис. 4.6. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики p-n перехода

Т. к. высота потенциального барьера уменьшается пропорционально приложенному напряжению, то ток через переход резко возрастает (приблизительно по экспоненциальному закону).

Прямые ветви вольт-амперных характеристик *p-n* - переходов, изготовленных из различных материалов, приведены на рис. 4.7. Очевидно что, чем меньше ширина запрещенной зоны полупроводника, тем больше ток.

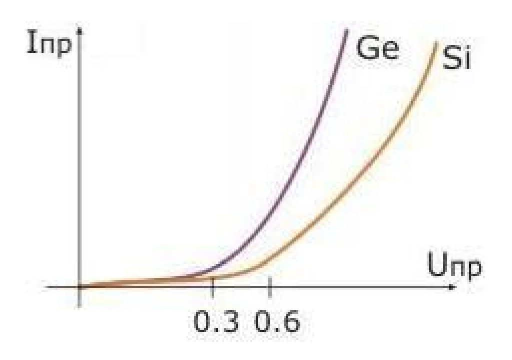


Рис.4.7. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики германиевого и кремниевого p-n – перехода

Вольт-амперная характеристика *p-n* – перехода зависит от температуры (рис. 4.8). При увеличении температуры *p-n* - перехода уменьшается высота потенциального барьера и изменяется распределение носителей заряда по энергиям (электроны, например, занимают более высокие энергетические уровни в зоне проводимости). Из-за этих двух причин прямой ток через *p-n* - переход увеличивается с ростом температуры при неизменном прямом напряжении.

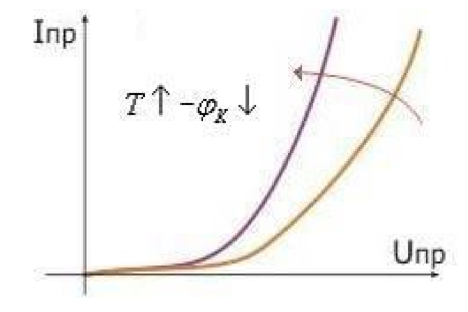


Рис. 4.8. Влияние температуры на прямую ветвь вольт-амперной характеристики p-n - перехода

В общем виде вольт-амперная характеристика *p-n* - перехода представляется экспоненциальной зависимостью:

$$I_{пр} = I_0 \cdot \left(e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}} - 1 \right) \qquad (4.3)$$

где I_0 - тепловой (обратный) ток.

Обратное смещение p-n перехода

Если созданное внешним источником электрическое поле в *p-n* – переходе совпадает по направлению с диффузионным (рис. 4.9), то высота потенциального барьера для основных носителей увеличивается.

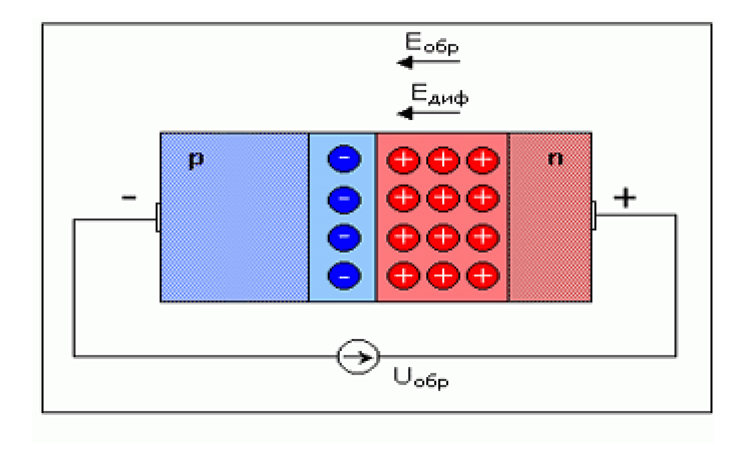


Рис. 4.9. Обратное смещение p-n перехода

Однако для неосновных носителей, т. е. для дырок в *n*-области и для электронов в *p*-области, потенциальный барьер в *p-n* - переходе вообще отсутствует. Неосновные носители заряда втягиваются электрическим полем в *p-n* - переход и проходят через него в соседнюю область - происходит так называемая *экстракция*. При этом через *p-n* - переход будет идти обратный ток, который относительно мал из-за малой концентрации неосновных носителей заряда в прилегающих к *p-n* - переходу областях.

Напряжение, имеющее рассмотренную полярность, называют *обратным* и считают отрицательным. Толщина *p-n* - перехода с увеличением обратного напряжения по абсолютному значению увеличивается, так как при этом увеличивается суммарная

напряженность электрического поля в *p-n* - переходе и увеличивается глубина проникновения этого поля в прилегающие к переходу области.

Обратный ток, протекающий через *p-n* - переход имеет две составляющие:

$$I_{обр} = I_0 + I_{тг},$$

где I_0 - тепловой ток насыщения (ток экстракции),

$I_{тг}$ - ток термогенерации в области объемного заряда.

Механизм образования теплового тока насыщения

Данный ток обусловлен тепловой генерацией неосновных носителей на расстоянии диффузионной длины от *p-n* перехода (рис.4.10). Эти носители диффундируют к границам *p-n* перехода и экстрагируют в соседнюю область.

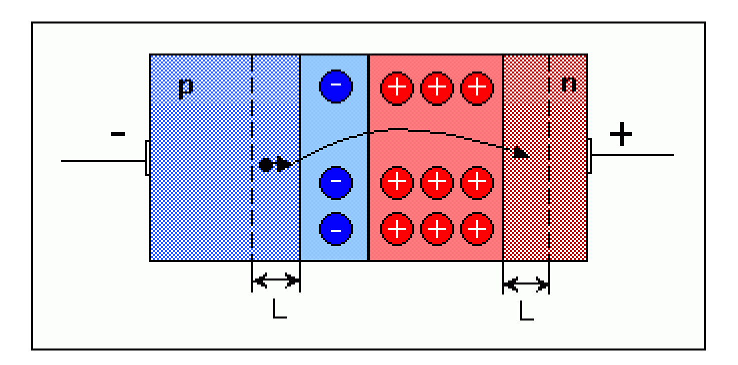


Рис.4.10. Механизм образования теплового тока насыщения

Максимальное значение тока экстракции определяется, очевидно, числом неосновных носителей заряда, возникающих в полупроводнике в единицу времени на таком расстоянии от перехода, которое они смогут пройти за время жизни. Это расстояние *L* называют диффузионной длиной. Ввиду того что число неосновных носителей заряда относительно невелико, ток экстракции через переход намного меньше прямого тока. От приложенного напряжения он практически не зависит и является в этом смысле током насыщения.

Механизм образования тока термогенерации

Эта составляющая обратного тока обусловлена тепловой генерацией носителей в области объемного заряда (обедненной зоне). Генерируемые носители под действием поля *p-n* - перехода дрейфуют из области объемного заряда: электроны перемещаются в *n*-бласть, а дырки - в *p*-область (рис.4.11).

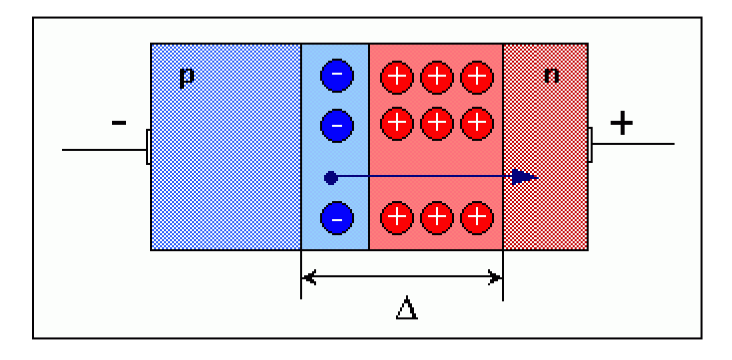


Рис.4.11. Механизм образования тока термогенерации

На ток термогенерации оказывает существенное влияние ширина запрещенной зоны полупроводника. Доля $I_{тг}$ тем выше, чем больше $\Delta W_З$.

Очевидно, что доля тока термогенерации с ростом обратного напряжения в обратном токе через *p-n* - переход возрастает (рис.4.12).

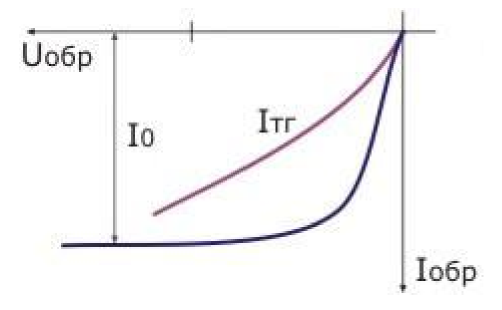


Рис.4.12. Изображение составляющих обратного тока

Вольт-амперная характеристика p-n - перехода (обратная ветвь)

Характеристику для обратного тока, малого по сравнению с прямым, обычно изображают в другом масштабе (рис.4.13).

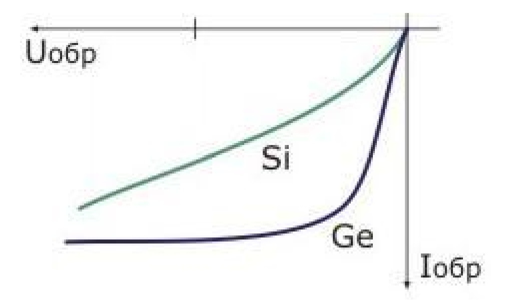


Рис.4.13. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики p-n - перехода

Таким образом, очевидно, что электронно-дырочный переход обладает нелинейной проводимостью: в прямом направлении проводимость перехода значительно больше, чем в обратном. Эта особенность *p-n* - перехода находит широкое применение в полупроводниковой электронике.

Дифференциальное сопротивление p-n – перехода

Дифференциальное сопротивление - это параметр, используемый для описания работы *p-n* - перехода на малом переменном сигнале

$$r_{диф} = \frac{dU}{dI}. \qquad (4.4)$$

При прямом смещении с ростом тока дифференциальное сопротивление уменьшается $I_{пр}\uparrow$ - $r_{диф}\downarrow$.

При обратном смещении с ростом напряжения дифференциальное сопротивление сильно возрастает $U_{обр}\uparrow$ - $r_{диф}\uparrow\uparrow\uparrow$.

Вольт-амперная характеристика реального *p-n* – перехода

В реальных *p-n* - переходах учитывается и объемное сопротивление базового слоя. Вольт-амперная характеристика реального *p-n* - перехода (диода) представлена на рис.4.14.

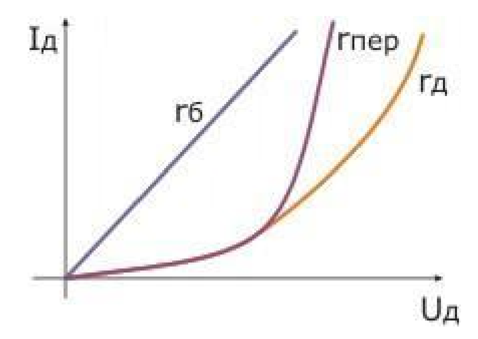
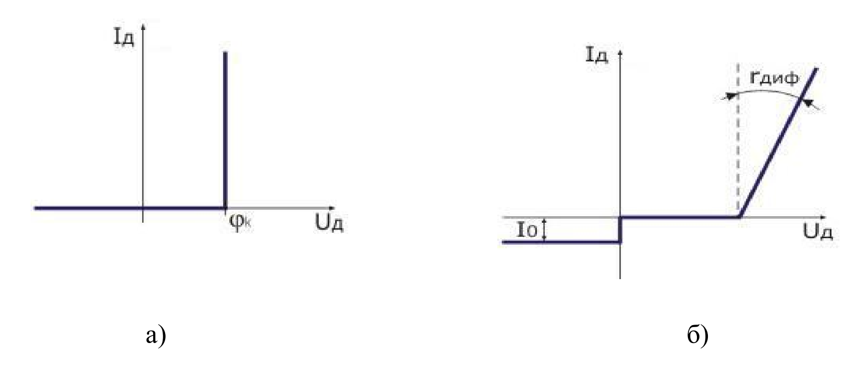


Рис.4.14. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики реального p-n - перехода (диода)

Модели вольт-амперных характеристик

При анализе работы различных схем, содержащих диоды, могут применяться различные модели вольт-амперной характеристики *p-n* - перехода (рис.4.15).



а) б)

Рис. 4.15. Модели вольт-амперных характеристик: а) - без учета дифференциального сопротивления, б) - с учетом дифференциального сопротивления и теплового тока насыщения p-n - перехода

Емкости p-n – перехода

Емкостные свойства *p-n* - переходов проявляются при воздействии переменных сигналов. Существуют две составляющие емкости *p-n* - перехода: барьерная и диффузионная.

Барьерная емкость

В обедненном слое *p-n* - перехода по обе стороны от металлургической границы существуют равные по значению, но противоположные по знаку объемные заряды $Q_{об}$, обусловленные ионами примесей. Они сосредоточены в двух тонких слоях на расстоянии ширины обедненной зоны Δ(рис.4.16).

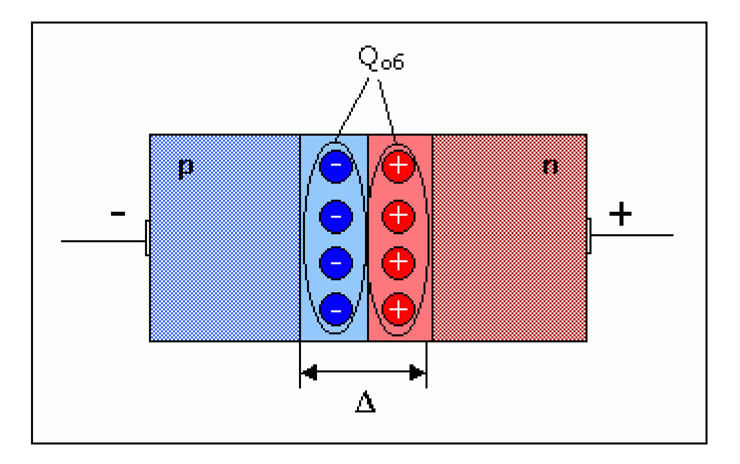


Рис.4.16. Расположение объемных зарядов в p-n - переходе

При изменении напряжения на переходе изменяется его толщина, а следовательно, и заключенный в переходе нескомпенсированный заряд, что и обусловливает емкостной эффект. Барьерной емкостью называют отношение приращения заряда на переходе *dQ* к вызывающему его приращению напряжения *dU*:

$$C_{бар} = \frac{dQ}{dU_{обр}}. \quad (4.5)$$

Барьерная емкость, как и емкость обычных плоских конденсаторов, возрастает при увеличении площади *p-n* - перехода, диэлектрической проницаемости полупроводника и уменьшении толщины запирающего слоя:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{\Delta},$$

где ε_0 - электрическая постоянная;

ε - относительная диэлектрическая постоянная.

Исходя из этих соотношений, можно сделать следующие выводы:

1) $|U_{обр}|\uparrow$ - $\Delta\uparrow$- $C_{бар}\downarrow$,

2) $N_{прим}\uparrow$ - $\Delta\downarrow$- $C_{бар}\uparrow$.

Несмотря на то что у диодов небольшой мощности площадь перехода мала, барьерная емкость весьма заметна за счет малой толщины запирающего слоя и сравнительно большой относительной диэлектрической проницаемости. В зависимости от площади перехода значение барьерной емкости может быть от единиц до сотен пикофарад. Особенность этой емкости состоит в том, что она нелинейна, т. е. изменяется при изменении напряжения при переходе. Если обратное напряжение возрастает, то толщина запирающего слоя увеличивается и барьерная емкость уменьшается. Характер этой зависимости показывает график на рис.4.19. Под влиянием обратного напряжения барьерная емкость изменяется в несколько раз.

Барьерная емкость вредно влияет на выпрямление переменного тока, так как шунтирует диод и через нее на более высоких частотах проходит переменный ток (рис.4.17).

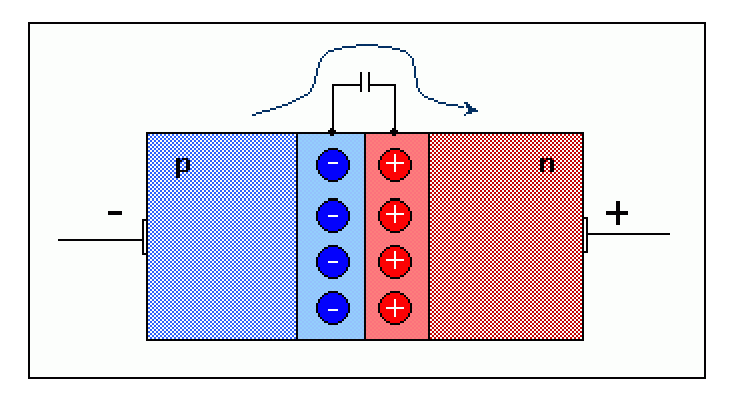


Рис.4.17. Шунтирование p-n - перехода барьерной емкостью на высоких частотах

Однако барьерная емкость бывает и полезной. Специальные диоды (варикапы) используют как конденсаторы переменной емкости для настройки колебательных контуров, а также в некоторых схемах, работа которых основана на свойствах нелинейной емкости. В отличие от обычных конденсаторов переменной емкости, в которых емкость изменяют механическим путем, в варикапах это изменеие достигается регулировкой обратного напряжения. Такую настройку колебательных контуров называют электронной настройкой.

Диффузионная емкость

При прямом напряжении диод, кроме барьерной емкости, обладает так называемой диффузионной емкостью, которая также нелинейна и возрастает при увеличении прямого напряжения. Диффузионная емкость характеризует накопление подвижных носителей заряда в *n*- и *p*-областях при прямом напряжении на переходе. Она практически существует только при прямом напряжении, когда носители заряда в большом количестве диффундируют (инжектируют) через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в *n*- и *p*-областях (рис. 4.18).

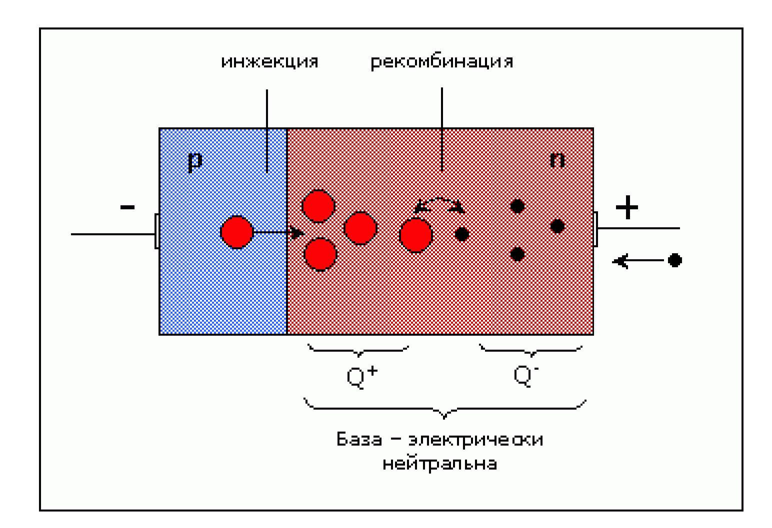


Рис.4.18. Образование объемных зарядов за счет диффузии носителей

Так, например, если в некотором диоде *p*-область является эмиттером, а *n*-область - базой, то при подаче прямого напряжения из *p*-области в *n*-область через переход устремляется большое число дырок и, следовательно, в *n*-области появляется положительный заряд. Одновременно под действием источника прямого напряжения из провода внешней цепи в *n*-область входят электроны и в этой области возникает отрицательный заряд. Дырки и электроны в *n*-области не могут мгновенно рекомбинировать. Поэтому каждому значению прямого напряжения соответствует определенное значение двух равновесных разноименных зарядов $+Q_{диф}$ и $-Q_{диф}$, накопленных в *n*-области за счет диффузии носителей заряда. Диффузионная емкость определяется соотношением следующего вида:

$$C_{диф} \overset{def}{=} \frac{dQ_{ниж}}{dQ_{пр}} . \qquad (4.6)$$

С увеличением прямого напряжения ток растет быстрее, чем напряжение, так как вольт-амперная характеристика для прямого тока нелинейна; поэтому $Q_{диф}$ растет быстрее, прямое напряжение и диффузионная емкость увеличивается.

Диффузионная емкость будет тем больше, чем больше ток через *p-n* - переход и чем больше время жизни неосновных носителей в базе.

Диффузионная емкость значительно больше барьерной (~ 1000 пФ), но использовать ее не удается, так как она зашунтирована малым прямым сопротивлением самого диода.

Принципиальное отличие диффузионной емкости от барьерной состоит в том, что разнополярные заряды пространственно не разделены.

Вольт-фарадные характеристики барьерной и диффузионной емкостей представлены на рис.4.19.

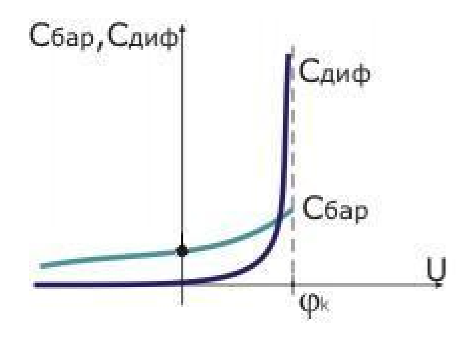


Рис.4.19. Вольт-фарадная характеристика p-n - перехода

Поскольку при прямом смещении *p-n* - переход сужается, барьерная емкость растет. Однако в этом случае она оказывается менее существенной, чем диффузионная.

Частотные характеристики барьерной и диффузионной емкостей *p-n* - перехода представлены на рис.4.20.

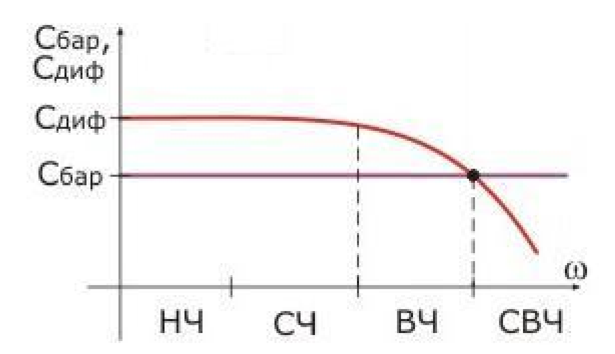


Рис.4.20. Частотные характеристики барьерной и диффузионной емкостей p-n - перехода

Как видно из графика, диффузионная емкость является частотно зависимой. На высоких частотах, когда период сигналов гораздо меньше времени жизни носителей заряда, диффузионная емкость уменьшается. Т. к. с ростом частоты носители не успевают рекомбинировать, объемный заряд $+Q_{диф}$ повышается, а инжекция носителей уменьшается, что приводит к уменьшению приращения носителей заряда dQ. В следствие этого диффузионная емкость уменьшается.

Эквивалентные схемы *p-n* – перехода

При анализе и синтезе устройств, содержащих полупроводниковые диоды, может быть использована модель *p-n* - перехода, состоящая из пассивных элементов.

1. Малый сигнал [модель - линейная]

При малом переменном сигнале, когда амплитуда входного напряжения меньше контактной разности потенциалов *p-n* - перехода, может применяться модель представленная на рис.4.21, рис.4.22.



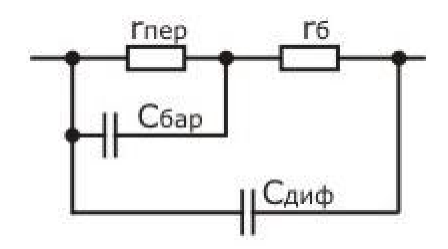


Рис.4.21. Эквивалентная схема p-n - перехода при малом сигнале (на низких частотах)

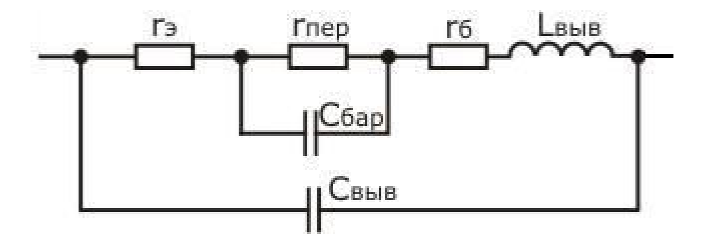


Рис.4.22. Эквивалентная схема p-n - перехода при малом сигнале (на высоких и сверхвысоких частотах)

2. Большой сигнал [модель - нелинейная]

При большом сигнале может применяться модель, представленная на рис.4.23.

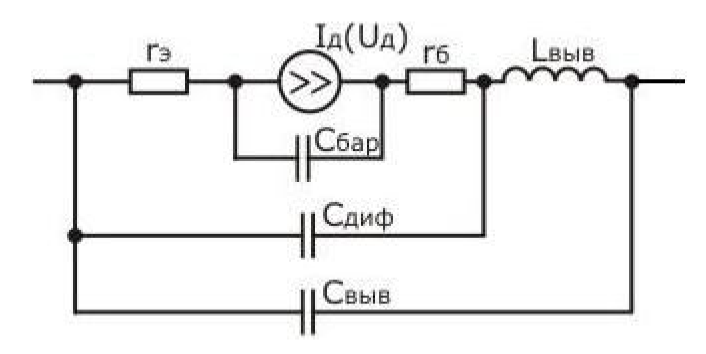


Рис.4.23. Эквивалентная схема p-n - перехода при большом сигнале

Приведенная эквивалентная схема в различных частных случаях может быть упрощена.

Пробои *p-n* – перехода

Обратное напряжение, приложенное к диоду, обычно падает на выпрямляющем электрическом переходе диода. При больших для конкретного диода обратных напряжениях происходит пробой выпрямляющего электрического перехода. *Пробой* - это явление резкого увеличения тока через переход при достижении обратным напряжением критического значения. В зависимости от физических явлений, приводящих к пробою, различают лавинный, туннельный и тепловой пробои (рис.4.24).

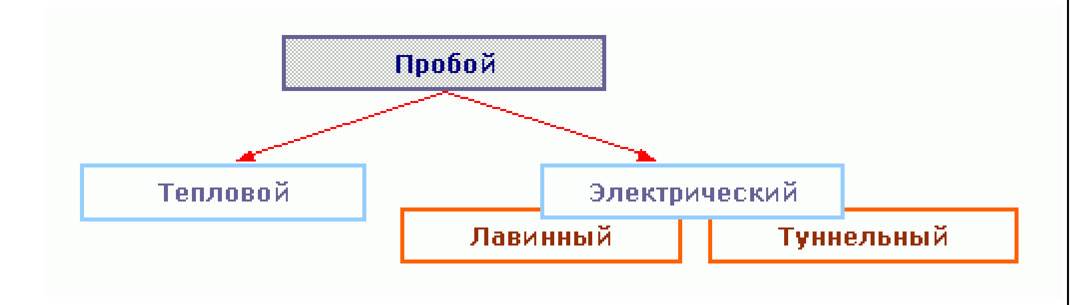


Рис.4.24. Виды пробоя p-n - перехода

Принципиальное отличие электрического пробоя от теплового состоит в том, что он является обратимым. Тепловой пробой - необратим (происходит разрушение структуры перехода).

Лавинный пробой

Лавинный пробой выпрямляющего электрического перехода - это пробой, вызванный лавинным размножением носителей заряда под действием сильного электрического поля. Лавинное размножение носителей заряда происходит в результате того, что они, проходя через выпрямляющий переход при обратном напряжении, приобретают в сильном электрическом поле на длине свободного пробега

дополнительную энергию, достаточную для образования новых электронно-дырочных пар носителей заряда посредством *ударной ионизации* атомов полупроводника (рис.4.25).

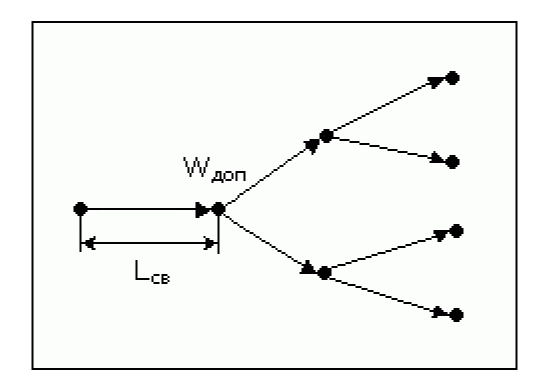


Рис.4.25. Механизм ударной ионизации

Свободный электрон (или дырка), разгоняясь под действием большой напряженности электрического поля, может приобрести на длине свободного пробега дополнительную энергию, достаточную для ионизации примеси или собственного атома полупроводника. Ионизацию могут вызывать и дырки, так как движение дырок является лишь способом описания движения совокупности электронов валентной зоны полупроводника.

Параметром диода, характеризующим явление пробоя его выпрямляющего перехода, является *напряжение пробоя* (рис.4.26).

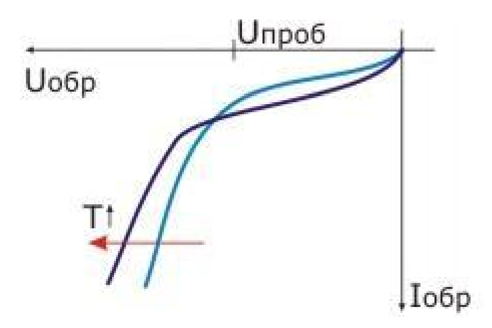


Рис.4.26. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики p-n - перехода при лавинном пробое для различных температур

Смещение характеристик под действием температуры объясняется следующим образом. Если температура возрастает, то увеличивается поле тепловых колебаний атомов, а следовательно длина свободного пробега носителей заряда уменьшается, что приводит к уменьшению кинетической энергии носителей. В результате напряжение пробоя возрастает.

$$T\uparrow - L_{св}\downarrow - W_k\downarrow - U_{проб}\uparrow$$

Данное смещение характеризуется параметром, который называется температурным коэффициентом напряжения пробоя.

$$TKU_{проб} = dU_{проб}/dT \quad (4.7)$$

При лавинном пробое данный коэффициент имеет отрицательное значение $TKU_{проб} < 0$.

Данный вид пробоя характерен для переходов с большой шириной обедненной зоны Δ.

Туннельный пробой

Туннельным пробоем *p-n* - перехода называют электрический пробой перехода, вызванный квантово-механическим *туннелированием* носителей заряда сквозь запрещенную зону полупроводника без изменения их энергии (рис. 4.27). Туннелирование электронов возможно при условии, если толщина потенциального барьера Δ, который необходимо преодолеть электронам, достаточно мала. При одной и той же ширине запрещенной зоны (для одного и того же материала) толщина потенциального барьера определяется напряженностью электрического поля, т. е. наклоном энергетических уровней и зон. Следовательно, условия для туннелирования возникают только при определенной напряженности электрического поля или при определенном напряжении на *p-n* - переходе - при пробивном значении.

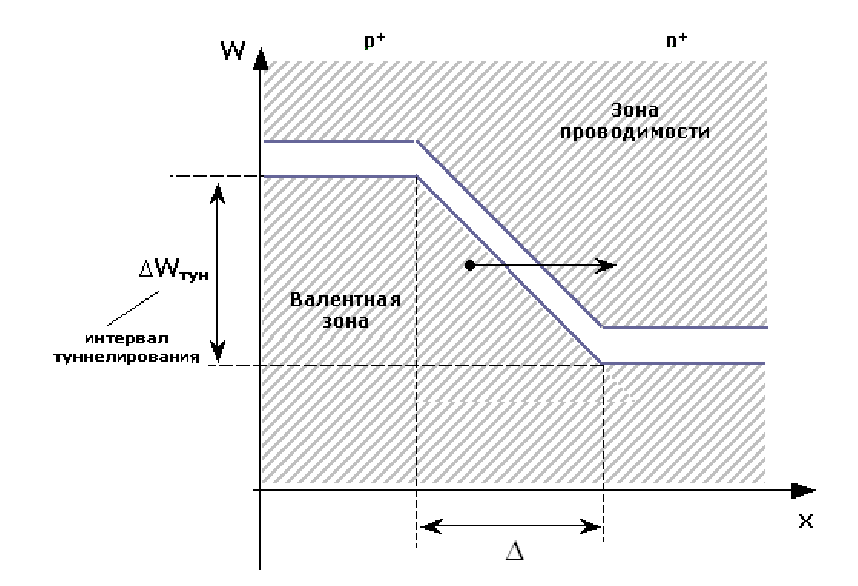


Рис.4.27. Механизм туннельного эффекта

Вероятность перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости и, наоборот, из зоны проводимости в валентную зону одна и та же. Но переход электронов из валентной зоны преобладает, поскольку их там значительно больше, чем в зоне проводимости. Поэтому концентрация носителей заряда растет при туннелировании. Так как вероятность туннелирования очень сильно зависит от напряженности электрического поля, то внешне туннельный эффект проявляется как пробой диода (рис.4.28).

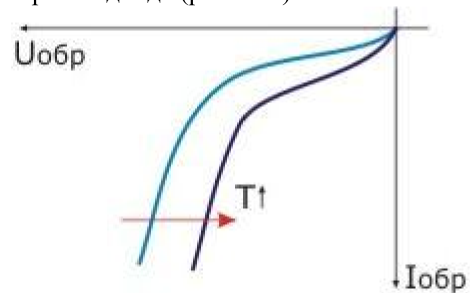


Рис.4.28. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики p-n - перехода при туннельном пробое для различных температур

Смещение характеристик можно объяснить следующим образом. Если температура возрастает, ширина запрещенной зоны полупроводника уменьшается. В результате чего ширина обедненной подвижными носителями зарядами области *p-n* - перехода сужается, и вероятность туннельного эффекта возрастает. Следствием этого является уменьшение напряжения пробоя.

$$T\uparrow - \Delta W_З\downarrow - \Delta\downarrow - P_{тун.эф}\uparrow - U_{проб}\downarrow$$

При туннельном пробое $ТКU_{проб} < 0$.

Тепловой пробой

Тепловой пробой диода - это пробой, развитие которого обусловлено выделением в *p-n* - переходе теплоты вследствие прохождения тока через него. При подаче на диод обратного напряжения практически все оно падает на *p-n* - переходе, через который идет, хотя и небольшой, обратный ток. Выделяющаяся на *p-n* - переходе мощность

$$P_{выд} = U_{обр}I_{обр}$$

вызывает разогрев *p-n* - перехода и прилегающих к нему областей полупроводника.

Отводимая от *p-n* - перехода мощность в результате теплопроводности и дальнейшего рассеяния теплоты в окружающую среду пропорциональна перегреву *p-n* - перехода и обратно пропорциональна тепловому сопротивлению конструкции диода.

Таким образом, тепловое сопротивление диода между *p-n* - переходом и окружающей средой определяется мощностью, отводимой от перехода в окружающую среду.

Через некоторое время после подачи на диод обратного напряжения устанавливается тепловое равновесие между выделяемой и отводимой теплотой $P_{выд} = P_{отв}$. Если тепловой баланс нарушается $P_{выд} > P_{отв}$, то происходит тепловой пробой *p-n* - перехода.

Причиной нагрева перехода является выделение теплоты при прохождении обратного тока $I_{обр}$.

$$I_{обр}\cdot U_{обр} = P_{выд}\uparrow - T_{пер}\uparrow - n_i p\uparrow - I_{обр}\uparrow$$

ПОС

Таким образом, в диоде возникает внутренняя положительная обратная связь, которая и может привести к появлению теплового пробоя и участка отрицательного дифференциального сопротивления на вольт-амперной характеристике *p-n* - перехода (рис.4.29). Участок отрицательного дифференциального сопротивления объясняется тем, что с ростом температуры сопротивление перехода уменьшается быстрее чем возрастает обратный ток.

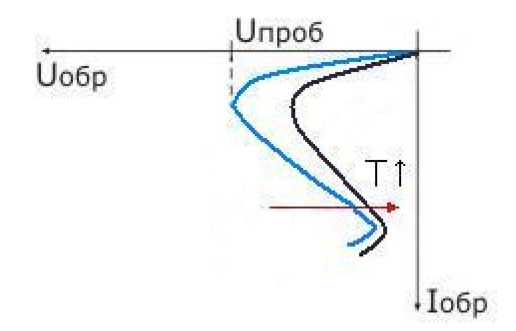


Рис.4.29. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики p-n - перехода при тепловом пробое для различных температур

При тепловом пробое $ТКU_{проб} < 0$.

Переходные процессы в p-n – переходах

Процесс, возникающие в диодах при переключении из одного установившегося состояния в другое называется переходным.

Рассмотрим их, когда диод соединен последовательно с нагрузкой, сопротивление которой во много раз больше прямого сопротивления диода (рис.4.30).

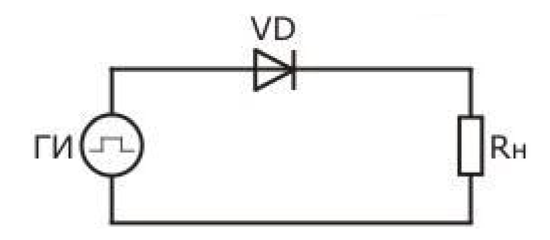


Рис.4.30. Схема для исследования переходных процессов в диодах

Переходные процессы в полупроводниковых диодах связаны в основном с двумя явлениями, происходящими при быстром изменении напряжения на диоде или тока через диод.

Первое из них - это накопление неосновных носителей заряда в базе диода при его прямом включении и их рассасывание при уменьшении напряжения. Так как электрическое поле в базе диода обычно невелико, то движение неосновных носителей в базе определяется законами диффузии и происходит относительно медленно. Поэтому накопление носителей в базе и их рассасывание могут влиять на свойства диодов в режиме переключения.

Второе явление, происходящее в диодах при их переключении, - это перезарядка барьерной емкости, что также происходит не мгновенно и поэтому может влиять на свойства диодов.

При сравнительно больших плотностях прямого тока через диод существенно накопление неосновных носителей в базе диода, а перезарядка барьерной емкости диода является второстепенным процессом. При малых плотностях тока переходные процессы в диоде определяются перезарядкой барьерной емкости диода, накопление же неосновных носителей заряда в базе практически не сказывается.

Временные зависимости напряжения и тока, характеризующие переходные процессы в полупроводниковом диоде, зависят также от сопротивления внешней цепи, в которую включен диод.

Рассмотрим два предельных случая переходных процессов в полупроводниковом диоде.

Переходные процессы при больших напряжениях и токах

Рассмотрим процессы, происходящие в полупроводниковом диоде при его включении на генератор напряжения, т. е. при включении диода в цепь с малым полным сопротивлением (в том числе и с малым сопротивлением источника питания) по сравнению с сопротивлением диода.

При подаче на диод прямого напряжения ток через диод устанавливается не сразу, так как с течением времени происходит накопление в базе инжектированных через *p-n* - переход неосновных носителей (дырок) и уменьшение в связи с этим сопротивления базы (рис. 4.31).

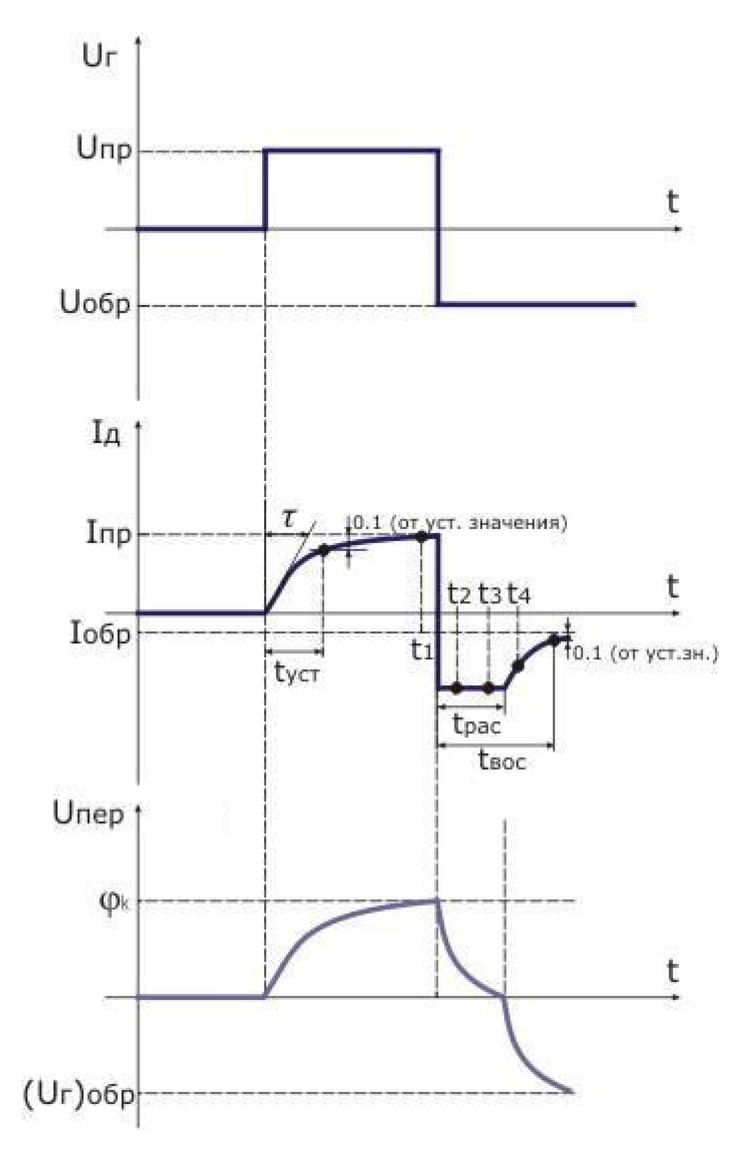


Рис. 4.31. Временные диаграммы, характеризующие переходные процессы при работе диоде в схеме с генератором напряжения (при больших напряжениях)

Этот процесс модуляции сопротивления базы происходит не мгновенно, так как накопление дырок в базе диода связано с относительно медленным процессом диффузии их от *p-n* - перехода в глубь базы.

По мере накопления дырок и уменьшения сопротивления базы происходит перераспределение всего внешнего напряжения между сопротивлением базы и *p-n* - переходом; падение напряжение на базе диода уменьшается, а на *p-n* - переходе увеличивается, вызывая увеличение уровня инжекции. При длительном прохождении прямого тока процесс инжекции дырок уравновешивается процессом их рекомбинации. Возникает некоторое установившееся состояние, характеризующееся таким распределением дырок в базе, при котором их концентрация превышает равновесную вблизи *p-n* - перехода и снижается, стремясь к равновесной, при удалении от него в глубь базы.

О значении тока через *p-n* - переход можно судить по градиенту концентрации дырок в базе диода около *p-n* - перехода. Градиент концентрации дырок около *p-n* - перехода возрастает с увеличением напряжения на *p-n* - переходе при постоянном напряжении на диоде и при уменьшении напряжения на базе диода (рис.4.32).

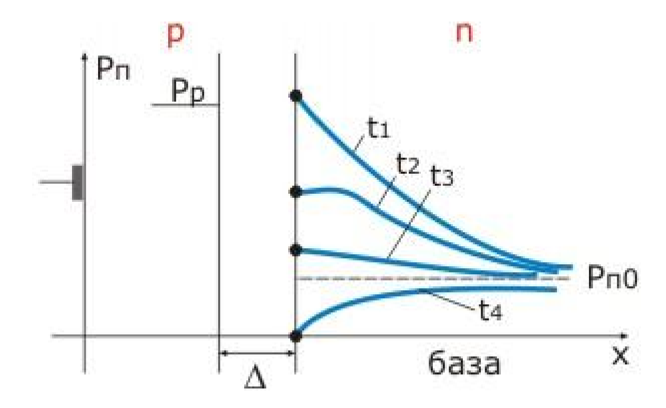


Рис.4.32. Распределение концентраций неосновных носителей в базе

Следует отметить, что сопротивление базы диода уменьшается не только из-за увеличения концентрации неосновных носителей (дырок), но и из-за увеличения концентрации основных носителей (электронов).

Концентрация электронов около *p-n* - перехода возрастает в соответствии с принципом электрической нейтральности, согласно которому в любой части базовой области сумма всех зарядов должна быть равна нулю. Очевидно, что число накопленных дырок в базе тем больше, чем больше ток через диод и чем больше время жизни дырок. Кроме того, число накопленных дырок зависит от геометрии базы.

При переключении диода с прямого напряжения на обратное в начальный момент наблюдается большой обратный ток, ограниченный в основном последовательным сопротивлением базы диода. Источник питания вместе с сопротивлением базы в это время можно считать генератором тока для *p-n* - перехода.

После переключения диода на обратное напряжение начинается процесс рассасывания неосновных носителей, накопленных в базе. Из-за ограничения обратного тока концентрация дырок в базе около *p-n* - перехода не может мгновенно уменьшиться до равновесного значения. Пока концентрация дырок в базе около *p-n* - перехода превышает равновесное значение, на *p-n* - переходе сохраняется прямое падение напряжения.

После уменьшения концентрации дырок в базе около *p-n* - перехода до нуля обратный ток начинает уменьшаться со временем, о чем свидетельствует уменьшение градиента концентрации дырок около *p-n* - перехода. С течением времени все накопленные в базе дырки уходят через *p-n* - переход или рекомбинируют в базе диода, в результате чего обратный ток уменьшается до стационарного значения тока насыщения. В это время заканчивается восстановление обратного сопротивления диода.

Процесс рассасывания накопленных носителей происходит значительно медленнее процесса их накопления, поэтому именно процесс рассасывания и определяет частотные свойства большинства диодов.

Т. к. $t_{рас} >> t_{уст}$, то время рассасывания определяет частотные свойства диодов. Таким образом, если длительность импульсов меньше времени рассасывания $t_{и} < t_{рас}$, то не наблюдается односторонней проводимости диода (он не выполняет свои функции (рис.4.33)).

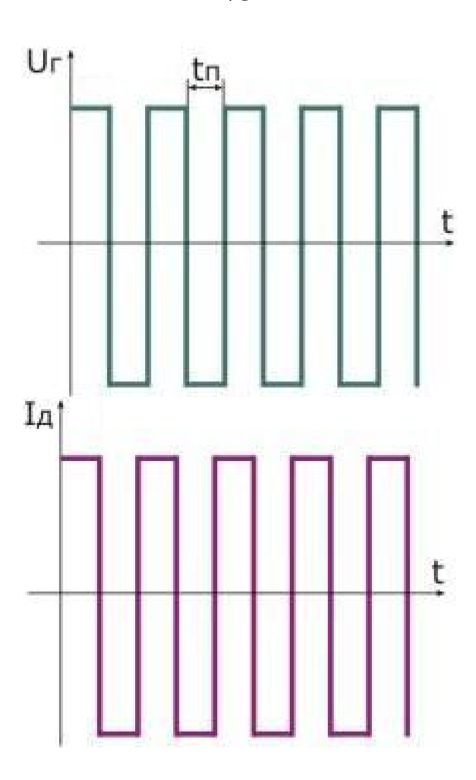


Рис.4.33. Нарушение односторонней проводимости диода при большой длительности переходных процессов в p-n - переходе

Переходные процессы при малых напряжениях и токах

При приложении к диоду малого прямого напряжения эффект модуляции сопротивления базы диода из-за малого уровня инжекции пренебрежимо мал (рис.4.34).

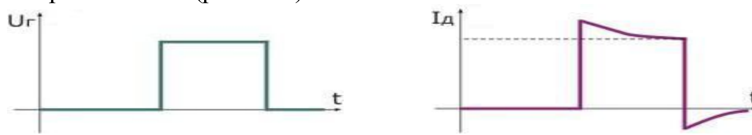


Рис.4.34. Временные диаграммы, характеризующие переходные процессы при работе диоде в схеме с генератором напряжения (при малых напряжениях)

Поэтому сопротивление диода в данном случае имеет емкостной характер. В первый момент напряжение на *p-n* - переходе близко к нулю, а ток через диод ограничен только сопротивлением базы диода (рис.4.35).

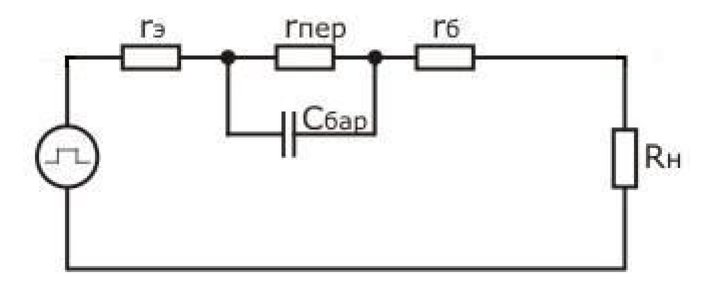


Рис.4.35. Эквивалентная схема диода при работе на малых сигналах

По мере заряда барьерной емкости напряжение на *p-n* - переходе и ток через диод стремятся некоторым установившемся значениям, которые определяются активной составляющей сопротивления *p-n* - перехода.

В момент переключения диода напряжение на барьерной емкости не может измениться мгновенно, оно достигает установившегося значения через некоторое время. Ток через диод также зависит от времени, что характерно для емкостного сопротивления.

Для повышения быстродействия диодов необходимо уменьшать длительность переходных процессов.

4.2. Металло-полупроводниковые переходы

В полупроводниковых приборах помимо контактов с электронно-дырочным переходом применяются также контакты между металлом и полупроводником. Процессы в таких переходах зависят от так называемой *работы выхода* электронов (рис.4.36), т. е. от той энергии, которую должен затратить электрон, чтобы выйти из металла или полупроводника. Чем меньше работа выхода, тем больше электронов может выйти из данного тела. В зависимости от соотношения работы выхода $A_{вых}$ и от типа электропроводности, полупроводниковый переход может быть двух видов: выпрямляющий и невыпрямляющий.

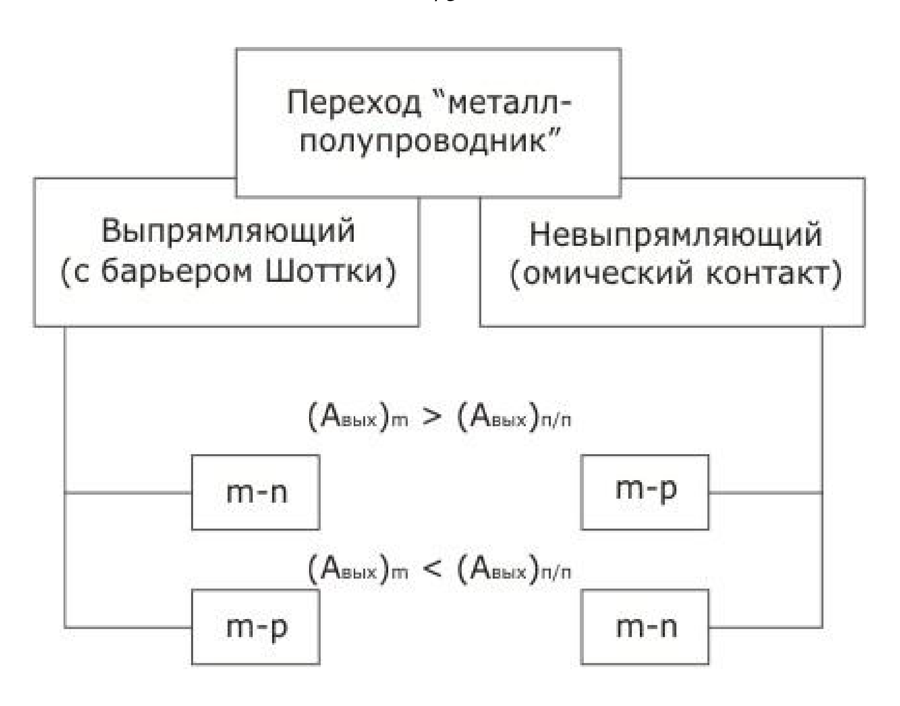


Рис.4.36. Классификация металло-полупроводниковых переходов

Рассмотрим процессы в различных металло-полупроводниковых переходах.

Переход с барьером Шоттки

Если в контакте металла с полупроводником *n*-типа $A_n < A_m$, то электроны будут переходить главным образом из полупроводника в металл и в приграничном слое полупроводника образуется область, обедненная основными носителями и поэтому имеющая большое сопротивление (рис.4.37). Здесь создается сравнительно высокий потенциальный барьер, высота которого будет существенно изменяться в зависимости от полярности приложенного напряжения. Такой переход обладает выпрямляющими свойствами. В диодах Шоттки отсутствуют процессы накопления и рассасывания зарядов неосновных носителей, характерные для электронно-дырочных переходов. Поэтому диоды Шоттки обладают значительно более высоким быстродействием, чем

обычные диоды, так как накопление и рассасывание зарядов - процессы инерционные, т. е. требуют времени.

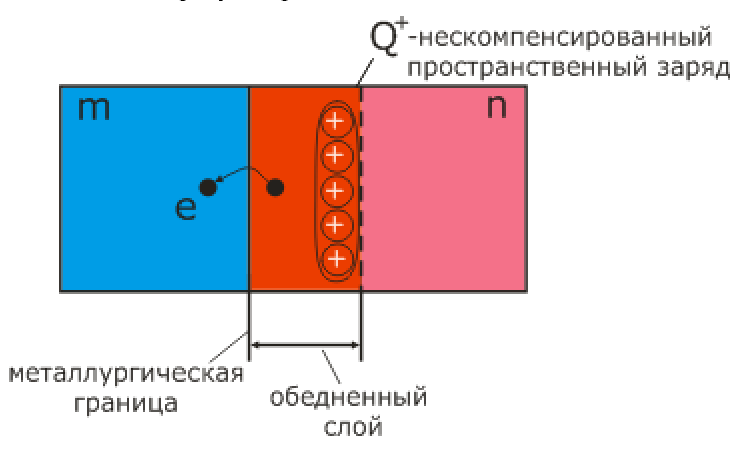


Рис.4.37. Металло-полупроводниковый переход с барьером Шоттки

Аналогичные выпрямляющие свойства имеет контакт металла с полупроводником типа *p* при $A_m < A_p$.

Изменение потенциала в приконтактной области приводит к искривлению энергетических диаграмм (рис.4.38).

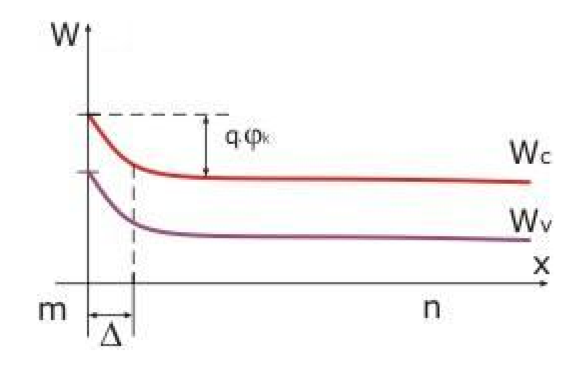


Рис.4.38. Энергетическая диаграмма перехода с барьером Шоттки

В создании тока через переход участвуют только электроны. При подаче прямого напряжения через переход протекает прямой ток, который обусловлен электронами переходящими из области *n* в область *m*. При обратном напряжении наблюдается обратный ток, который вызван движением термически возбужденных электронов металла.

Вольт-амперная характеристика аналогична вольт-амперной характеристике *p-n* - перехода.

Омический контакт

Если в контакте металла с полупроводником *n*-типа работа выхода электронов из металла A_m меньше, чем работа выхода из полупроводника A_n, то будет преобладать выход электронов из металла в полупроводник (рис.4.39). Поэтому в слое полупроводника около границы накапливаются основные носители (электроны), и этот слой становится обогащенным, т. е. в нем увеличивается концентрация электронов. Сопротивление этого слоя будет малым при любой полярности приложенного напряжения, и, следовательно, такой переход не обладает выпрямляющими свойствами. Его называют *невыпрямляющим (омическим) контактом*.

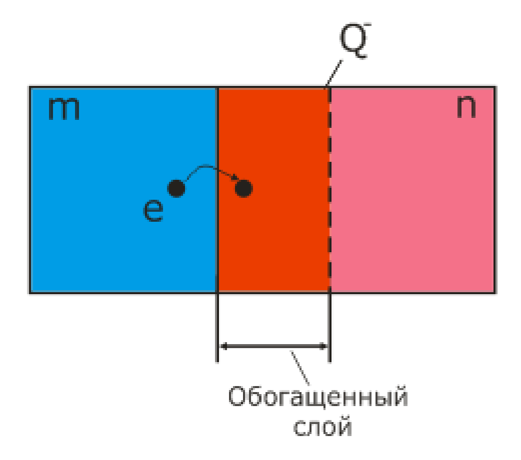


Рис.4.39. Омический контакт

Подобный же невыпрямляющий переход получается в контакте металла с полупроводником *p*-типа, если работа выхода электронов из полупроводника меньше, чем из металла ($A_p < A_m$). В этом случае из полупроводника в металл уходит больше электронов, чем в обратном направлении, и в приграничном слое полупроводника также образуется область, обогащенная основными носителями (дырками), имеющая малое сопротивление.

Для данного вида контакта характерно:
1) малое сопротивление перехода,
2) близкая к линейной вольт-амперная характеристика (т. е. сопротивление перехода не зависит от амплитуды и полярности напряжения) и следовательно переход не обладает выпрямляющими свойствами.

Оба типа невыпремляющих контактов широко используются в полупроводниковых приборах при устройстве выводов от *n*- и *p*-областей. Для этой цели подбираются соответствующие металлы.

Глава 5. Полупроводниковые приборы

5.1 Диоды

Диоды - это полупроводниковые приборы, основой которых является *p-n* - переход.

В основе применения полупроводниковых диодов лежит ряд их свойств, таких, как асимметрия вольт-амперной характеристики, пробой электронно-дырочного перехода, зависимость барьерной емкости от напряжения и т. д. (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Диод	Используемое свойство перехода
Выпрямительные	Асимметрия ВАХ
Стабилитроны	Пробой
Варикапы	Барьерная ёмкость
Импульсные	Переходные процессы

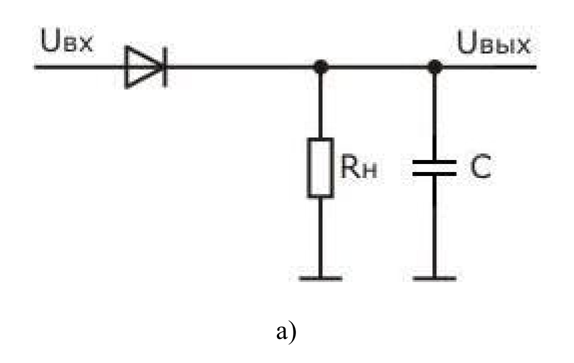
В зависимости от вида используемого свойства, т. е. от назначения, различают следующие основные функциональные типы электропреобразовательных полупроводниковых диодов: выпрямительные диоды, импульсные диоды, стабилитроны, варикапы.

Рассмотрим принцип их действия и основные особенности применения.

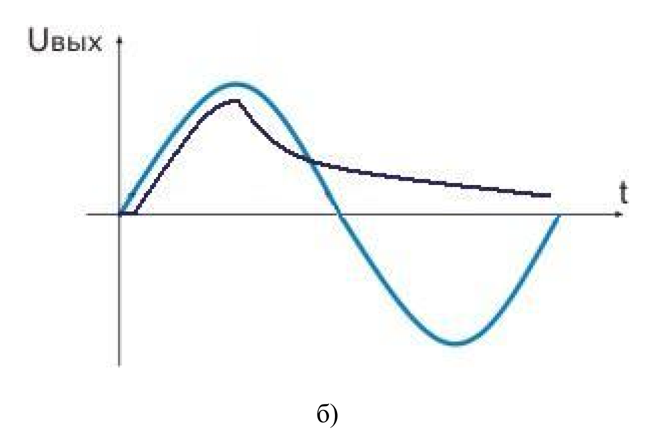
Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного сигнала в постоянный.

Рассмотрим принцип действия простейшего *однополупериодного выпрямителя* на полупроводниковом диоде (рис.5.1).



а)



б)

Рис.5.1. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) однополупериодного выпрямителя

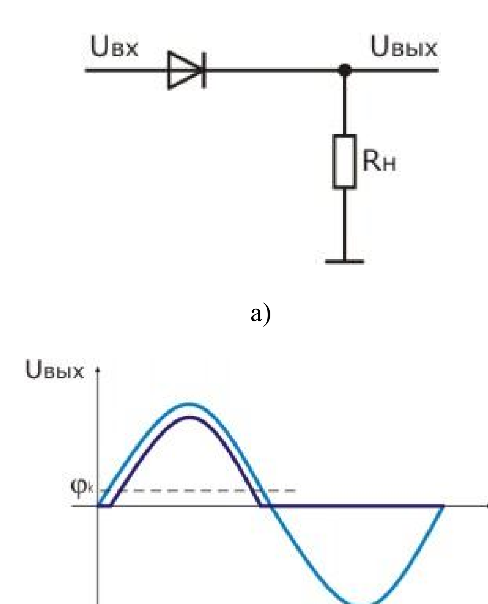
При поступлении от первичного источника переменного напряжения, диод будет открыт на положительной полуволне и закрыт на отрицательной. В результате на положительной полуволне через диод и

сопротивление нагрузки будет протекать ток. Конденсатор при этом заряжается до значения, близкого к пиковому. При уменьшении напряжения во входной цепи диод запирается. При этом конденсатор начинает разряжаться через сопротивление нагрузки.

Недостатком однополупериодного выпрямителя является то, что выпрямленное напряжение сильно зависит от сопротивления нагрузки и имеет большую амплитуду пульсаций. Поэтому такие выпрямители применяются только при высокоомных нагрузках.

Для формирования импульсов применяются *амплитудные ограничители*. Наибольшее распространение получили диодные ограничители, которые могут быть последовательными и параллельными.

В *последовательных диодных ограничителях* диод включается последовательно с сопротивлением нагрузки (рис.5.2).



а)

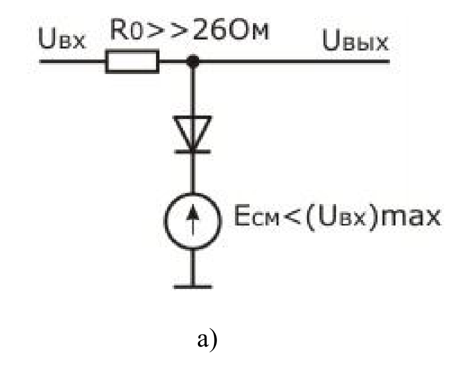
б)

Рис.5.2. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) последовательного диодного ограничителя

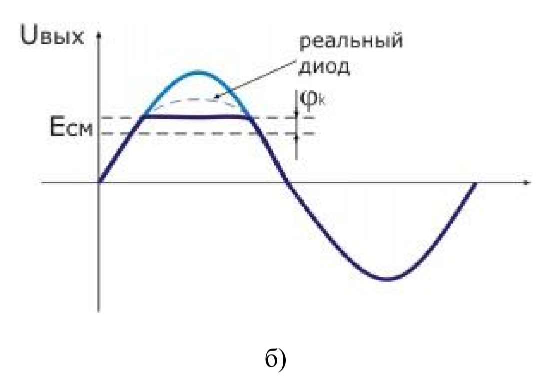
Во время положительного полупериода синусоидального входного напряжения диод открыт, его сопротивление мало по сравнению с сопротивлением нагрузки и почти все входное напряжение выделяется на нагрузке. В данном случае имеет место ограничение "снизу" на нулевом уровне.

Если поменять местами выводы диода, то диод будет пропускать ток во время отрицательного полупериода входного напряжения. Получается ограничение "сверху" на нулевом уровне.

В *параллельном диодном ограничителе* диод включается параллельно нагрузке (рис.5.3). Ограничение "снизу" или "сверху" определяется способом подключения выводов диода.



а)



б)

Рис.5.3. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) параллельного диодного ограничителя со смещением

При полярности входного напряжения, соответствующей открытому состоянию диода, малое сопротивление диода шунтирует нагрузку, вследствие чего выходное напряжение близко к нулю. Чтобы ограничение происходило на некотором уровне, отличном от нуля, в ограничитель добавляют дополнительный источник постоянного напряжения.

Для получения двустороннего ограничения могут быть объединены два параллельных диодных ограничителя. С помощью такого ограничителя из синусоидального напряжения получают импульсы трапециидальной формы.

В диодных ограничителях в качестве нелинейных элементов можно использовать стабилитроны. Достоинством ограничителей на стабилитронах является то, что отпадает необходимость в дополнительных источниках, определяющих уровень ограничения.

Варикапы

Варикап - полупроводниковый диод, используемый в качестве электрически управляемой емкости.

Эти параметрические диоды работают при обратном напряжении, от которого зависит барьерная емкость. Таким образом, варикапы представляют собой конденсаторы переменной емкости, управляемой не механически, а электрически, при изменении обратного напряжения.

Варикапы применяются главным образом для настройки *колебательных контуров*. На рис.5.4 показана простейшая схема включения варикапа в колебательный контур.

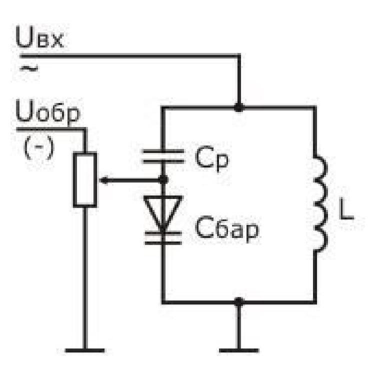


Рис.5.4. Схема включения варикапа в колебательный контур

Настройка колебательного контура на резонансную частоту может осуществляться двумя способами. Во-первых, посредством варьирования частоты подводимого к контуру переменного входного напряжения $U_{вх}$. Во-вторых, за счет изменения частоты собственных колебаний ω_0, которая обусловлена индуктивностью и емкостью колебательного контура.

Изменяя величину обратного напряжения $U_{обр}$, можно регулировать емкость варикапа, а следовательно и менять резонансную частоту контура. Конденсатор C_p является разделительным. Он необходим для предотвращения шунтирования варикапа индуктивностью. Во избежания влияния C_p на настройку, должно выполняться условие $C_p >> C_{бар}$ (в сотни раз). В результате этого суммарная емкость контура приблизительно равна барьерной емкости варикапа:

$$C_\Sigma = \frac{C_p \cdot C_{бар}}{C_p + C_{бар}} \approx C_{бар}.$$

Таким образом, настройка колебательного контура осуществляется с помощью варикапа следующим образом:

$$\left| U_{обр} \uparrow - C_{бар} \downarrow - \omega_0 \uparrow = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{бар}}} \right|.$$

Стабилитроны

Стабилитрон - полупроводниковый диод, используемый для стабилизации напряжения.

Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона представлена на рис.5.5.

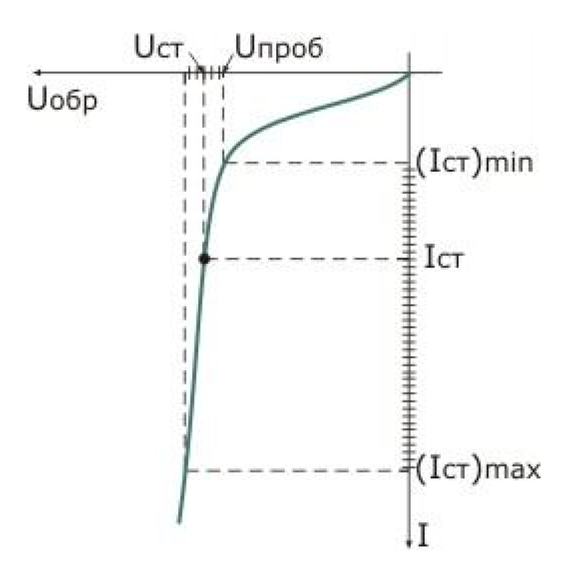


Рис.5.5. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона

Участок соответствующий электрическому пробою $U_{проб}$, на котором напряжение слабо зависит от тока, является рабочим.

При использовании стабилитрона для *стабилизации постоянного напряжения*, его включают параллельно нагрузке (рис.5.6).

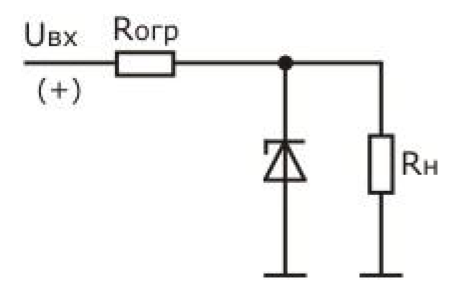


Рис.5.6. Схема стабилизатора постоянного напряжения

В режиме стабилизации, когда напряжение на стабилитроне почти постоянно, такое же напряжение будет и на нагрузке. Все изменения входного напряжения $U_{вх}$ при его нестабильности почти полностью поглощаются ограничительным резистором $R_{огр}$.

Наиболее часто стабилитрон работает в таком режиме, когда напряжение источника нестабильно, а сопротивление нагрузки $R_н$ постоянно. Для установления и поддержания правильного режима стабилизации в этом случае сопротивление $R_{огр}$ должно иметь определенное значение. Обычно $R_{огр}$ рассчитывают для средней точки характеристики стабилитрона.

Если напряжение $U_{вх}$ станет изменяться в ту или другую сторону, то будет изменяться ток стабилитрона, но напряжение на нем, а следовательно, и на нагрузке будет почти постоянным (рис.5.7).

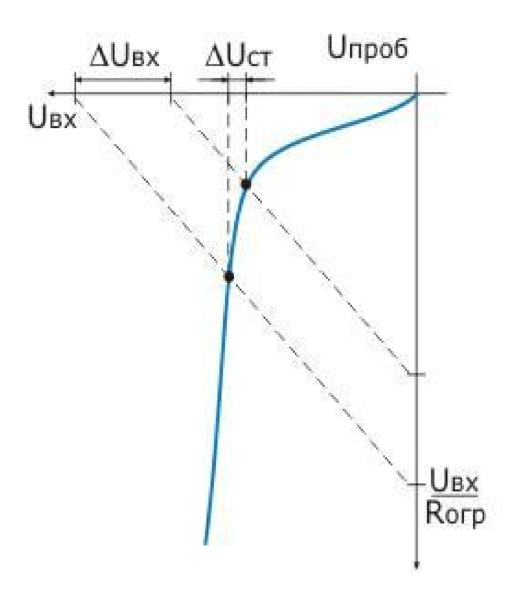


Рис.5.7. Принцип стабилизации напряжения

Механизм стабилизации можно объяснить следующим образом:

$$U_{вк} = U_{ст} + R_{огр} \cdot (I_{ст} + I_н);$$

если в результате нестабильности изменится $U_{вх}$, то

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{ст} + R_{огр} \cdot (\Delta I_{ст} + \Delta I_{н}),$$

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{ст} + R_{огр} \cdot \left(\frac{\Delta U_{ст}}{r_{диф}} + \frac{\Delta U_{н}}{R_{н}} \right),$$

$$\Delta U_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{1 + \frac{R_{огр}}{r_{диф}} + \frac{R_{огр}}{R_{н}}}.$$

При $R_{огр} >> r_{диф}$, $\Delta U_{ст} << \Delta U_{вх}$.

Эффективность стабилизации напряжения характеризуется коэффициентом стабилизации, который показывает, во сколько раз относительное напряжение на выходе схемы меньше, чем относительное изменение напряжения на входе

$$k_{ст} \overset{def}{=} \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{вых} / U_{вых}}.$$

При использовании стабилитрона в прецизионных стабилизаторах необходимо учитывать, что напряжение стабилизации зависит от температуры. Влияние температуры оценивается по формуле

$$ТКU_{ст} = \Delta U_{ст}/(U_{ст} \cdot \Delta T).$$

Для напряжений ниже 5 В, соответствующих узким *p-n* - переходам, где преобладает туннельный пробой, $ТКU_{ст}$ отрицателен. Для напряжений выше 6 В, соответствующих более широким переходам, в которых основным становится лавинный пробой, $ТКU_{ст}$ положителен (рис. 5.8), т. к. при увеличении температуры снижается подвижность носителей заряда в переходе и для ударной ионизации, т. е. для лавинного пробоя, необходима большая величина напряженности электрического поля.



Рис.5.8. Зависимость $ТКU_{ст}$ от напряжения стабилизации

Для исключения температурного дрейфа напряжения используют последовательно соединенный диод. Подобные приборы называются *термокомпенсированными стабилитронами* (рис.5.9).

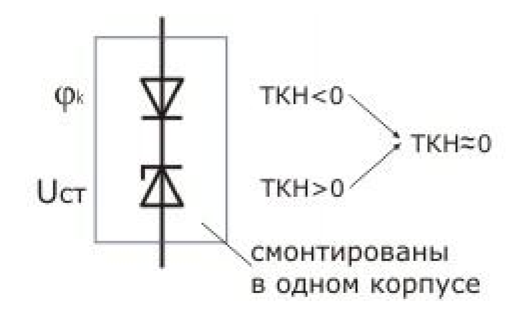


Рис.5.9. Термокомпенсированный стабилитрон

Стабисторы

Стабисторы - это полупроводниковые диоды, предназначенные для работы в стабилизаторах напряжения, причем в отличие от стабилитронов у стабисторов рабочий участок находится на прямой ветви вольт-амперной характеристики. Они используются для стабилизации малых напряжений. Особенностью стабисторов является отрицательный температурный коэффициент напряжения. Поэтому их

применяют также в качестве термокомпенсирующих элементов, последовательно соединяя с обычными стабилитронами, имеющими положительный $TKU_{ст}$.

Импульсные диоды

Импульсные диоды имеют малую длительность переходных процессов и предназначены для работы в качестве коммутирующих элементов.

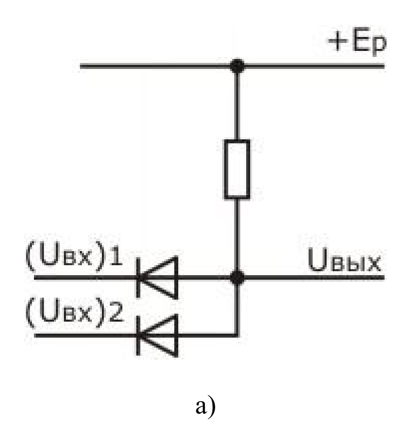
Существуют различные типы импульсных диодов. *Сплавные* диоды имеют значительное время восстановления. *Точечные* диоды, обладая малыми емкостью перехода и зарядом переключения, имеют время восстановления менее 0,1 мкс, однако у них небольшие величины прямого тока и допустимого обратного напряжения.

Значительно большей скоростью переключения, большей величиной прямого тока, стабильностью параметров и малым их разбросом отличаются *меза-диоды*. Эти диоды производятся методом диффузии.

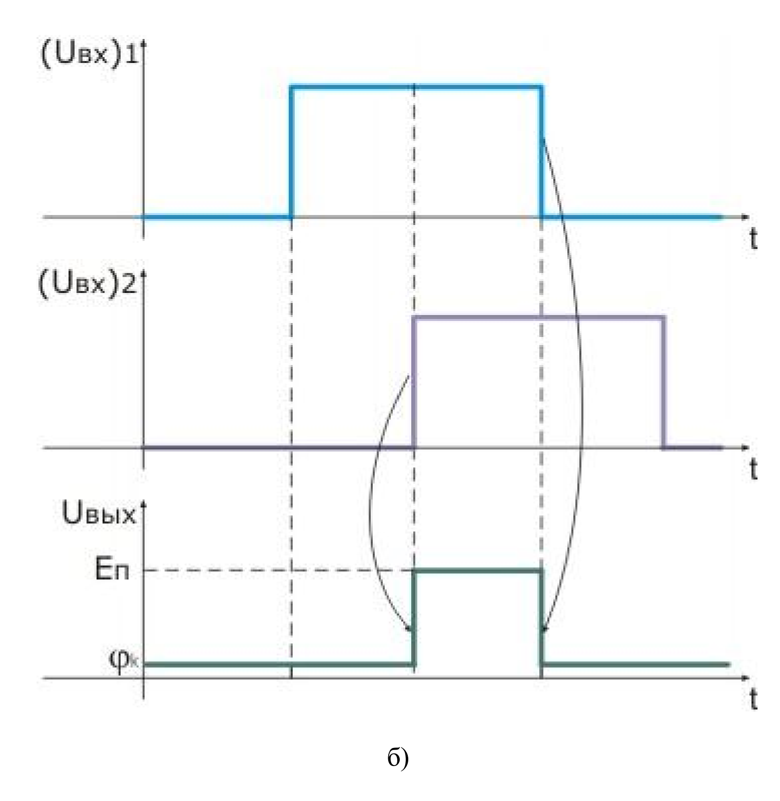
Эффективным типом импульсных диодов являются также *диоды Шоттки*.

Импульсные диоды широко используют в качестве коммутирующих элементов, т. е. устройств, имеющих два устойчивых состояния: "открыто", когда сопротивление прибора очень мало, и "закрыто", когда его сопротивление велико. Время перехода диода из одного состояния в другое должно быть минимальным, т. к. этим определяется быстродействие аппаратуры. Основными параметрами импульсных диодов являются: время установления прямого напряжения и время восстановления обратного сопротивления.

При использовании диода в качестве ключа, могут комбинироваться различные диодные (рис.5.10) и диодно-транзисторные схемы, предназначенные для работы в цифровой аппаратуре.



а)



б)

Рис.5.10. Диодная схема (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Принцип действия приведенной схемы состоит в следующем. Если хотя бы на один из входов поступает напряжение низкого уровня, то подключенный к этому входу диод открыт. Ток от источника питания через ограничительный резистор и открытый диод протекает во входную цепь. В результате напряжение на выходе данной схемы является низким ($U_{вых} = \varphi_k$). И только в том случае, когда на все входы поступает напряжение высокого уровня, то диоды VD_1, VD_2 закрыты, ток в схеме отсутствует, а на выходе наблюдается напряжение высокого уровня, повторяющее потенциал источника питания.

5.2 Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор - это полупроводниковый прибор, состоящий из трех областей с чередующимся типом электропроводности и имеющий два взаимодействующих *p-n* - перехода. Биполярный - т. к. его работа основана на использовании носителей заряда обоих знаков. В зависимости от чередования областей различают транзисторы двух типов (рис.5.11).

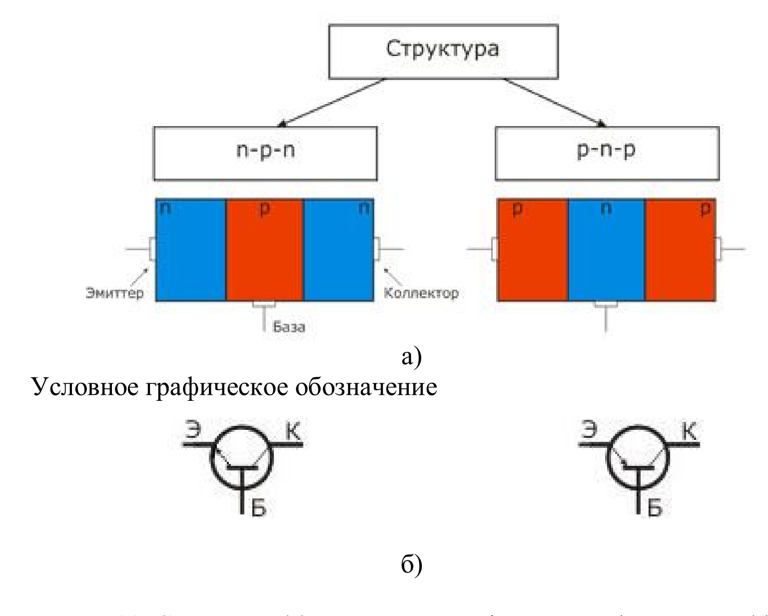


Рис.5.11. Структура (а) и условное графическое обозначение (б) биполярных транзисторов

Одну из крайних областей транзисторной структуры легируют сильнее; ее используют обычно в режиме инжекции и называют *эмиттером*. Промежуточную область называют *базой*, а другую крайнюю область - *коллектором*. Основным назначением коллектора является экстракция носителей заряда из базовой области, поэтому размеры у него больше, чем у эмиттера. Электронно-дырочный переход между эмиттером и базой называют эмиттерным, а между коллектором и базой - коллекторным.

Транзистор может работать в различных *режимах* в зависимости от напряжения на его переходах. Если на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном обратное, то наблюдается *активный режим* работы транзистора (ЭП ↑, КП ↓). Если на эмиттерном переходе напряжение обратное, а на коллекторе прямое, то транзистор работает в *инверсном активном режиме* (ЭП ↓, КП ↑). При подаче прямого напряжения на оба перехода транзистор работает в *режиме насыщения* (ЭП ↑, КП ↑). В том случае, когда на оба перехода подается запирающее напряжение, устанавливается *режим отсечки* (ЭП ↓, КП ↓).

Условия взаимодействия p-n – переходов

Для того, чтобы в биполярном транзисторе наблюдалось взаимодействие эмиттерного и коллекторного *p-n* - переходов, должны выполняться следующие условия. Во-первых, условие инжекции (ЭП ↑), во-вторых, условие экстракции (КП ↓), в третьих, ширина базового слоя должна быть значительно меньше диффузионной длины носителей заряда ($\Delta_Б << L$) и в четвертых, концентрация основных носителей заряда в эмиттере должна быть гораздо больше концентрации основных носителей заряда в базе ($n_n >> p_p$). В результате возникает концепция тонкой базы (рис.5.12).

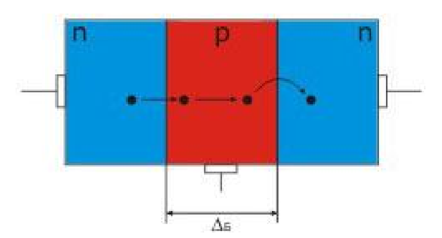


Рис.5.12. Концепция тонкой базы

Принцип действия биполярных транзисторов

Рассмотрим принцип действия биполярного транзистора на примере бездрейфового VT (с однородно легированной базой), включенного по схеме с общей базой в активном режиме (рис.5.13).

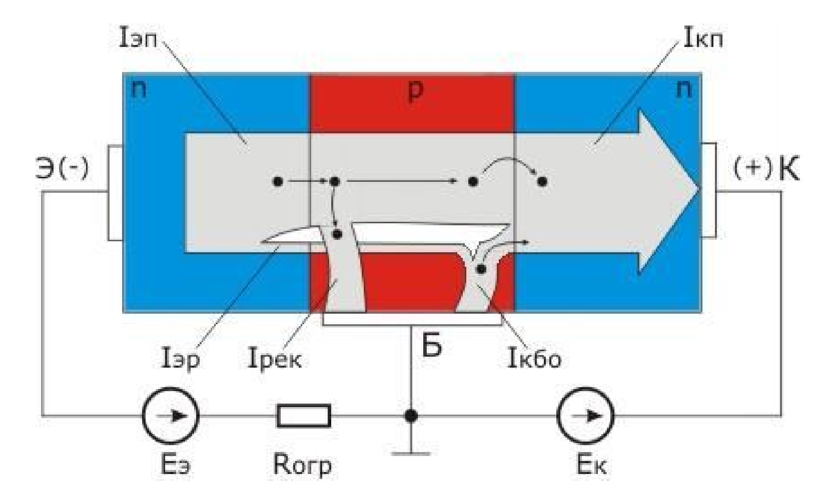


Рис.5.13. Распределение потоков носителей заряда в транзисторе

Если на эмиттерном переходе $U_{пр}$, на коллекторном переходе $U_{обр}$, то происходит инжекция носителей заряда (в основном электронов из эмиттера в базу). Через базу электроны диффундируют к коллекторному переходу (с частичной рекомбинацией). Достигшие перехода электроны экстрагируют в коллектор.

Распределение токов

Через эмиттерный переход транзистора, работающего в активном режиме, происходит инжекция носителей заряда в базу. Инжектированные носители (ток $I_{эп}$) частично рекомбинирует в объеме базы и на его поверхности, а некоторые из них могут доходить до омического перехода с базой и рекомбинировать на нем (ток $I_{рек}$). Остальные инжектированные носители пересекают базу, доходят до коллекторного перехода и увеличивают его обратный ток.

К току носителей заряда, инжектированных эмиттером и дошедших до коллектора ($I_{кп}$), добавляется обратный ток коллекторного перехода ($I_{кбо}$).

Через эмиттер помимо тока носителей заряда, инжектируемых в базу ($I_{эп}$), проходит ток носителей, инжектируемых из базы в эмиттер ($I_{эр}$). В области эмиттера эти носители оказываются неосновными и рекомбинируют. Кроме того, через эмиттерный переход проходит ток, связанный с рекомбинацией носителей в области объемного заряда ($I_{рек}$).

Ток, проходящий к выводу базы, представляет собой алгебраическую сумму токов основных носителей, обуславливающих инжекцию носителей в эмиттер ($I_{эр}$), рекомбинацию в базе ($I_{рек}$) и обратного тока коллекторного перехода ($I_{кбо}$). Значение и направление тока базы определяется соотношением этих составляющих.

Если рассматривать распределение токов в транзисторе с точки зрения взаимного влияния эмиттера и коллектора, то оказывается, что от тока эмиттера существенно зависит только составляющая $I_{кп}$ тока коллектора, обусловленная инжектированными эмиттером в базу носителями, дошедшими до коллектора. Все остальные составляющие тока коллектора либо совсем не зависят от тока эмиттера, либо эта зависимость слабая.

Кроме того, на значение тока коллектора влияет не весь эмиттерный ток, а только его составляющая $I_{эп}$, связанная с инжекцией неосновных носителей в базу. Составляющие тока эмиттера, связанные с инжекцией из базы в эмиттер ($I_{эр}$) и рекомбинацией в области объемного заряда ($I_{рек}$), хотя и зависят от напряжения на эмиттерном переходе, на ток коллектора непосредственно не влияют.

Таким образом:

1. $I_Э = I_{эп} + I_{эр}$, где $I_{эп}$ – полезная составляющая,
   $I_{эп} >> I_{эр}$ (так как $n_n >> p_p$),
   $I_{эп} = I_{кп} + I_{рек}$.

2. $I_К = I_{кп} + I_{кбо}$.

3. $I_Б = I_{эр} + I_{рек} – I_{кбо}$.

Коэффициентом инжекции называется отношение следующего вида:

$$\frac{I_{эп}}{I_э} \overset{def}{=} \gamma .$$

Коэффициентом переноса электронов в базе является следующее отношение:

$$\frac{I_{кп}}{I_{эп}} \overset{def}{=} \chi .$$

Соотношения между токами

По первому закону Кирхгофа $I_Э = I_К + I_Б$.

Ток коллектора в активном режиме работы транзистора представляет собой сумму двух составляющих:

$$\boldsymbol{I_К} = \alpha\ \boldsymbol{I_Э} + I_{кбо}.$$

Коэффициент, расположенный около тока эмиттера, определяется следующим образом:

$$\alpha \overset{def}{=} \frac{I_{кп}}{I_э}$$

и называется коэффициентом передачи тока эмиттера. При нормальных токах может иметь значения от 0.9 до 0.999.

Выразим зависимость тока базы от тока эмиттера.

$$I_Э - I_Б = \alpha \cdot I_Э + I_{кбо},$$

$$\boldsymbol{I_Б} = (1-\alpha) \cdot \boldsymbol{I_Э} - I_{кбо}.$$

Соотношение между током коллектора и током базы можно получить следующим образом:

$$I_К = \alpha \cdot (I_К+I_Б) + I_{кбо},$$

$$I_К = (\alpha/(1 - \alpha)) \cdot I_Б + (1/(1 - \alpha)) \cdot I_{кбо},$$

где $\alpha/(1-\alpha) = \beta$ - коэффициент передачи тока базы,

$1/(1-\alpha) = 1+\beta = I_{кэо}$ - начальный сквозной ток.

$$\boldsymbol{I_К} = \beta \cdot \boldsymbol{I_Б} + I_{кэо}.$$

Зависимость коэффициента передачи тока от тока эмиттера

Как показывают экспериментальные данные, коэффициент передачи тока α зависит от величины тока эмиттера (рис. 5.14)

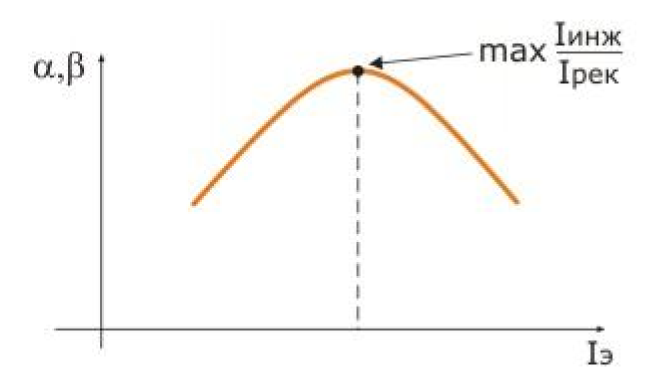


Рис. 5.14. Зависимость коэффициентов передачи тока от тока эмиттера

В первой области этой зависимости (область малых токов) наблюдается рост α. Основной причиной такого роста является уменьшение влияния рекомбинации на поверхности базы.

Во второй области рассматриваемой зависимости (область больших токов) при увеличении $I_э$ наблюдается уменьшение α. Причиной этого является эффект модуляции сопротивления базы при больших уровнях инжекции. Поскольку с ростом $I_э$ удельное сопротивление базы уменьшается(за счет инжекции в базу большого количества неосновных носителей заряда).

В области малых токов:

$I_Э\downarrow$ - $I_{рек}\uparrow$ (рекомбинационные потери) - $\chi\downarrow$- $\alpha\downarrow$.

В области больших токов:
$I_Э\uparrow$ - $I_{эп}$,$I_{эр}$ $\uparrow$(уровень инжекции) - $\gamma\downarrow$- $\alpha\downarrow$.

Особенность биполярных транзисторов - управляются током.

Потенциальная диаграмма биполярных транзисторов

Работу транзистора можно наглядно представить с помощью потенциальной диаграммы, которая приведена на рис.5.15 для транзистора типа *n-p-n*.

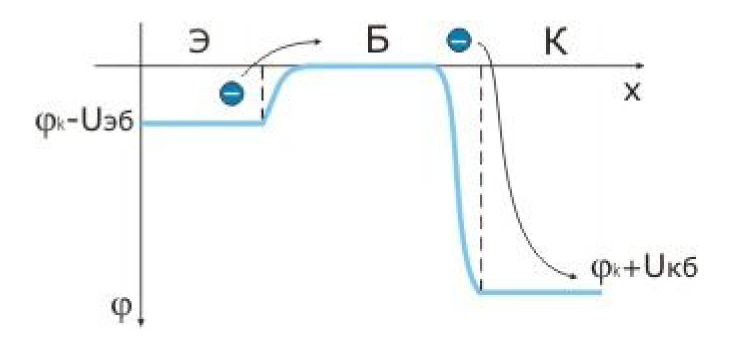


Рис.5.15. Потенциальная диаграмма транзистора

Рассматривается случай, когда к эмиттеру приложено прямое напряжение, а к коллектору - обратное. Потенциал базы принят равным нулю.

Распределение концентрации неосновных носителей заряда в базе

Значения токов в транзисторе зависят от распределения в нем неосновных носителей заряда. На это распределение влияют многие факторы - геометрические размеры транзистора, параметры его материала, состояние поверхности, токи через переходы, напряжения на них и т. д.

Активный режим работы транзистора характеризуется тем, что из-за наличия обратного напряжения коллекторный переход перехватывает практически все носители заряда, подходящие к его границе. В результате носители в транзисторе движутся в небольшой области, которая по площади примерно равна эмиттерному переходу, т. е. только через активную часть базы. Лишь немногие носители отклоняются от направления, перпендикулярного эмиттерному переходу, и некоторые из них рекомбинируют на поверхности.

В связи с тем, что большинство носителей в транзисторе, работающем в активном режиме, движется по параллельным путям, с достаточной для практических целей точностью их распределение можно рассматривать как одномерное, т. е. можно считать, что концентрация носителей изменяется только в направлении *x,* перпендикулярном плоскости эмиттера или коллектора.

Градиент концентрации неосновных носителей заряда в базе транзистора можно считать постоянным, а концентрацию носителей заряда в базе - изменяющейся по линейному закону. Это показано на рис.5.16, где пунктирная горизонтальная линия отмечает равновесное значение концентрации электронов в базе. Чем выше прямое напряжение эмиттера, тем больше концентрация электронов в базе у эмиттерного перехода.

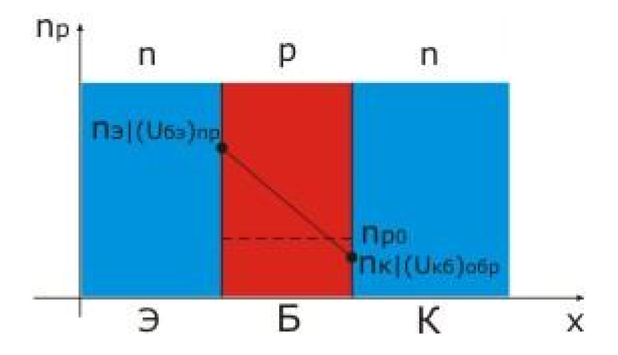


Рис.5.16. Распределение концентрации неосновных носителей заряда в базе

С ростом обратного напряжения коллектора, концентрация электронов в базе у коллекторного перехода уменьшается.

Модуляция толщины базы

Эффект Эрли

Сущность эффекта Эрли состоит в том, что при увеличении обратного напряжения на коллекторном *p-n* - переходе он расширяется. Расширение в основном происходит в сторону базы как более высокоомного слоя, при этом ширина базы уменьшается (рис.5.17).

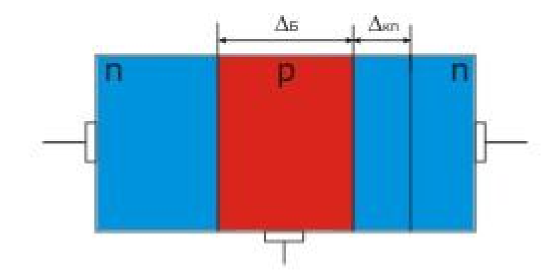


Рис.5.17. Пояснение эффекта Эрли

$\Delta_{кп} = f(U_к)$.

$\sigma\Delta_{кп} = \sigma\Delta_Б$ (так как $n_n >> p_p$).

Уменьшение ширины базы приводит к тому, что значительное число неосновных носителей проходит базу, не рекомбинируя в ней, и, следовательно, больше носителей заряда попадает в коллектор, вызывая рост тока коллектора.

Следствия:

1. $t_{прол} = f(U_к)$ => быстродействие зависит от $U_к$;
2. $U_к\uparrow - \Delta_Б\downarrow - I_{рек}\downarrow - \alpha\uparrow(\alpha=f(U_к))$.

Эффект Кирка

Сущность эффекта Кирка состоит в том, что ширина базового слоя зависит от тока эмиттера (рис.5.18).

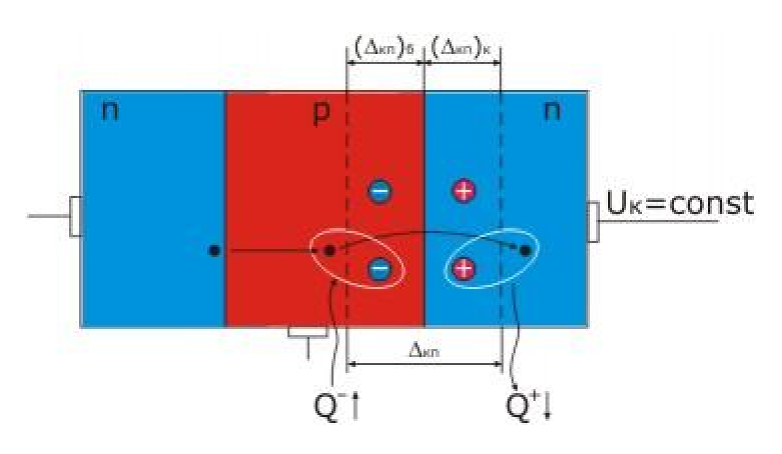


Рис.5.18. Пояснение эффекта Кирка

$\Delta_Б = f(I_э)$.

$I_э\uparrow - (Q^-)_{кп}\uparrow, (Q^+)_{кп}\downarrow - (\Delta_{кп})_Б\downarrow, (\Delta_{кп})_К\uparrow - \Delta_Б\uparrow$.

Следствие:

1. Быстродействие = $f(I_э)$;
2. $I_э\uparrow - \Delta_Б\uparrow - I_{рек}\uparrow - \alpha\downarrow(\alpha=f(I_э))$.

Основные схемы включения биполярных транзисторов

Применяют три основные схемы включения транзисторов в усилительные или иные каскады (рис.5.19). Эти схемы включения транзисторов называют соответственно схемами с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

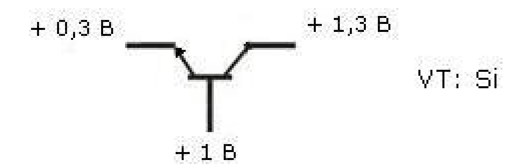


Рис.5.19. Основные схемы включения транзисторов

В этих схемах один электрод является общим для входной и выходной цепи. Под входом (выходом) подразумевается точка приложения переменного сигнала.

Определение режима работы транзистора

Пример.



1) ЭП - открыт,
2) КП - закрыт.

Следовательно, режим работы транзистора активный.

Статические характеристики биполярных транзисторов

Зависимости между токами и напряжениями в транзисторах выражаются статическими характеристиками транзисторов, снятыми при постоянном токе и отсутствии нагрузки в выходной цепи. Характеристики необходимы для рассмотрения свойств транзисторов и для практических расчетов транзисторных схем.

Схема с общей базой

Входные характеристики

Семейство входных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой, представлено на рис.5.20.

$I_э = f(U_{эб})$, при $U_{кб}$=const

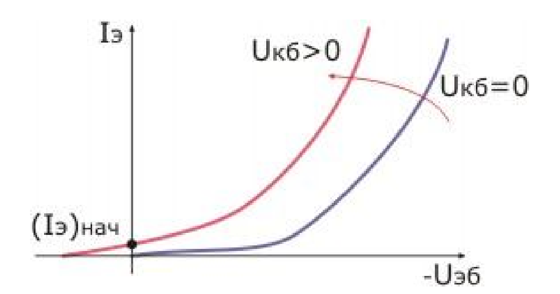


Рис.5.20. Входные статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой

Общий характер этих зависимостей определяется *p-n*-переходом эмиттера, включенным в прямом направлении. Поэтому по внешнему входные характеристики похожи на прямые ветви ВАХ диода.

Смещение входных статических характеристик при увеличении абсолютного значения напряжения на коллекторе объясняется тем, что напряжение на коллекторе влияет на концентрацию носителей заряда около него и изменяет толщину базы из-за изменения толщины коллекторного перехода. Эти причины приводят к увеличению градиента концентрации неосновных носителей в базе с увеличением абсолютного значения напряжения на коллекторе при постоянном напряжении на эмиттере.

Следовательно, с увеличением абсолютного значения напряжения на коллекторе и при постоянном напряжении на эмиттере возрастает ток эмиттера, т. е. характеристики смещаются вниз.

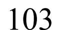
Таким образом смещение обусловлено эффектом Эрли:

$U_{кб}\uparrow - \Delta_Б \downarrow - grad\ n \uparrow - r_б \downarrow$, в результате чего:

$\downarrow U_{эб}(при\ I_э = const)$,

$\uparrow I_э(при\ U_{эб} = const)$.

На рис.5.21. дается представление поперечного сопротивления базового слоя транзистора $r_б$



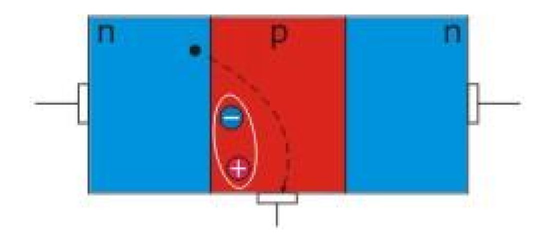


Рис.5.21. Поперечное сопротивление базового слоя транзистора

Начальный ток эмиттера $(I_э)_{нач}$ обусловлен полем $U_к$. Для объяснения этого может быть использована диодная модель транзистора (рис.5.22).

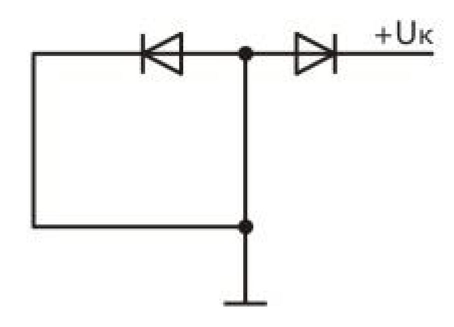


Рис.5.22. Диодная модель транзистора, объясняющая $(I_э)_{нач}$

Выходные характеристики

Семейство выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой, представлено на рис.5.23.

$$I_к = f(U_{кб}),\ \text{при}\ I_э=\text{const}.$$

Так как $(R_{вых})_{тр} << R_{ист}$, то источник рассматривается как генератор тока.

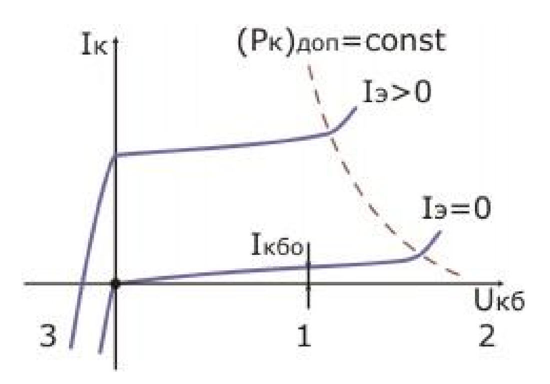


Рис.5.23. Выходные статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой

Общий характер этих зависимостей аналогичен обратной ветви ВАХ диода, так как коллекторный переход включен в обратном направлении.

Смещение выходных статических характеристик вверх при увеличении тока эмиттера соответствует принципу действия транзистора.

Через коллекторный переход проходит ток и при напряжении на коллекторе, равным нулю, т. е. при коротком замыкании коллектора с базой. Это связано с наличием градиента концентрации неосновных носителей заряда в базе транзистора при инжекции носителей из эмиттера, т. е. при существовании тока эмиттера. Чтобы ток коллектора стал равным нулю, на коллектор должно быть подано прямое напряжение (работа в режиме насыщения).

Все семейство характеристик условно можно разделить на три части.

1. *Активный режим*. Для него характерна слабая зависимость $I_к$ от $U_{кб}$. Подъем характеристик обусловлен:
1) Эффектом Эрли,
2) $I_{кбо} = f(U_{кб})$.

С учетом эффекта Эрли:

$$I_к=\alpha \cdot I_э + (U_{кб}/r_{кп}) + I_{кбо}, \qquad (5.1)$$

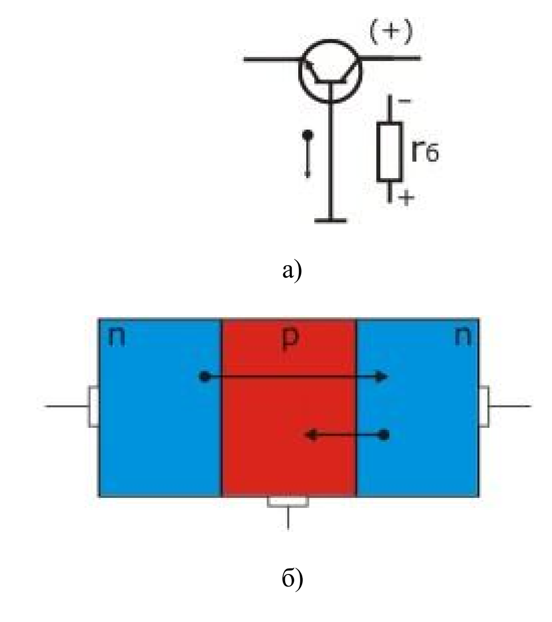
где $r_{кп}$ - дифференциальное сопротивление обратносмещенного коллекторного перехода (~1 МОм).

2. *Пробой коллекторного перехода*. Из-за низкой концентрации примеси в коллекторе механизм данного пробоя лавинный.

Чем больше токи $I_э$, $I_к$, тем меньше напряжение пробоя $U_{проб}$.

3. *Режим насыщения*. Для него характерна сильная зависимость $I_к$ от $U_{кб}$.

Для пояснения этого используется рис.5.24.



а)

б)

Рис.5.24. Пояснение режима насыщения биполярного транзистора

Так как $U_{пер} = U_{кб} - U_{rб}$, то при $U_{кб}$↓ - $(U_{пер})_{обр}$ меняется на $(U_{пер})_{пр}$ - $I_к$↑↑.

Выходные характеристики в семействе являются неэквидистантными (рис.5.25) из-за нелинейной зависимости коэффициента передачи тока эмиттера $\alpha(I_э)$.

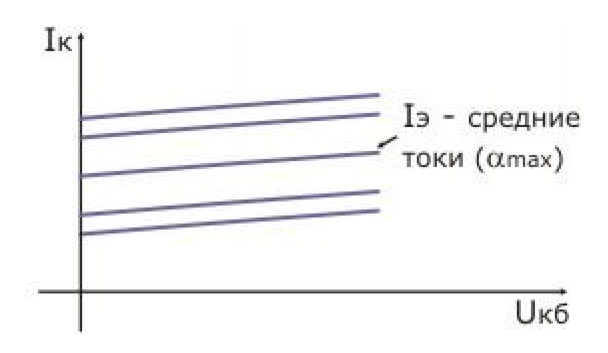


Рис.5.25. Иллюстрация неэквидистантности выходных характеристик

Схема с общим эмиттером

Входные характеристики

Семейство входных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, представлено на рис.5.26.

$$I_б = f(U_{бэ}),\ \text{при}\ U_{кэ}=\text{const}$$

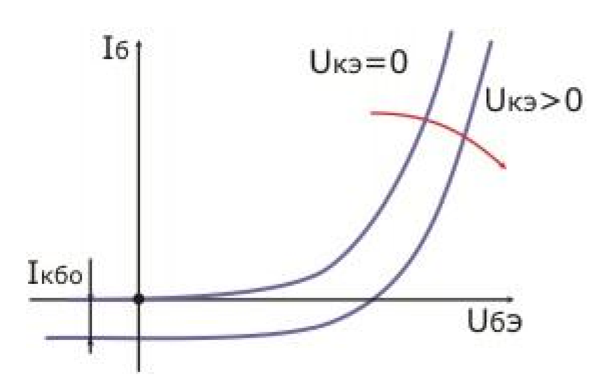


Рис.5.26. Входные статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

Общий характер этих зависимостей аналогичен характеру подобных характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой, так как ток базы является суммой обратного тока коллектора $I_{КБО}$ и

рекомбинационной составляющей, которая примерно пропорциональна току эмиттера и представляет собой малую часть тока эмиттера.

Смещение входных статических характеристик вверх в выбранной системе координат при увеличении абсолютного значения напряжения на коллекторе связано с уменьшением общего количества неосновных носителей заряда в базе и, следовательно, с уменьшением количества рекомбинирующих носителей. Поэтому уменьшается составляющая тока базы, обусловленная рекомбинацией, при постоянном напряжении между базой и эмиттером.

При наличии напряжения на коллекторе и токе базы, равном нулю, на выводе базы существует напряжение, которое объясняется падением напряжения на сопротивлении *p-n*-перехода эмиттера. Поэтому входные статические характеристики для схемы с общим эмиттером смещаются во второй квадрат при $U_{КЭ} \neq 0$.

Выходные характеристики

Семейство выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, дано на рис.5.27.

$$I_к = f(U_{кэ}), \text{ при } U_б = \text{const}$$

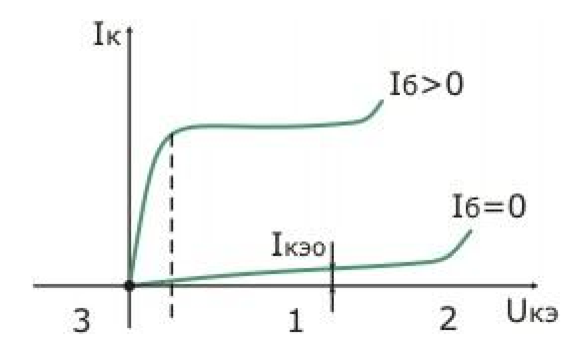


Рис.5.27. Выходные статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

Общий характер этих зависимостей аналогичен характеру обратной ветви ВАХ диода, так большая часть напряжения источника питания выходной цепи падает на *p-n*-переходе коллектора, включенном в обратном направлении. Однако в отличие от выходных характеристик

схемы с общей базой выходные характеристики схемы с общим эмиттером имеют значительно больший наклон, т. е. наблюдается большая зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе.

Смещение выходных статических характеристик вверх связано с увеличением тока эмиттера при условии постоянства напряжения на коллекторе и увеличения тока базы.

При напряжении на коллекторе, равным нулю, т. е. при коротком замыкании коллектора с эмиттером, и при наличии тока базы *p-n*-переход коллектора оказывается включенным в прямом направлении, так как он, по существу, включен параллельно *p-n*-переходу эмиттера. При $I_К = 0$ и $I_Б \neq 0$ из эмиттера происходит инжекция дырок, что обеспечивает около коллектора в базе их концентрацию, превосходящую равновесное значение. Если же концентрация неосновных носителей заряда в базе около *p-n*-перехода превышает равновесную, то это соответствует прямому включению перехода. Таким образом, транзистор работает в режиме насыщения при напряжении на коллекторе, равном нулю, и даже при небольшом запирающем напряжении на коллекторе относительно эмиттера.

Динамика работы транзистора

Среди многочисленных вариантов усилительных каскадов на транзисторах самое широкое применение находит каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ. Принципиальная схема упрощенного варианта усилительного каскада ОЭ приведена на рис. 5.28. Эта схема удобна для первичного анализа.

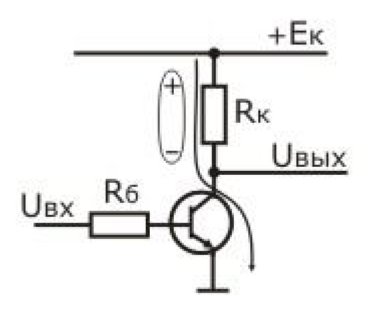


Рис.5.28. Принципиальная схема усилительного каскада

При отсутствии входного сигнала усилительный каскад работает в режиме покоя. При подаче на вход рассматриваемого каскада положительной полуволны переменного входного сигнала будет возрастать ток базы, а следовательно, и ток коллектора. В результате падение напряжения на R_K возрастет, а напряжение на коллекторе транзистора уменьшится, т. е. произойдет формирование отрицательной полуволны выходного напряжения. Таким образом, каскад ОЭ инвертирует входной сигнал, т. е. осуществляет сдвиг фазы между $U_{вх}$ и $U_{вых}$ на 180^0.

Работа каскада может объясняться и графоаналитическим способом при использовании вольт-амперных характеристик транзистора.

На линейном участке входной ВАХ транзистора (рис 5.29, а) выбирается рабочая точка покоя. Такой режим работы усилительного каскада называется режимом А. Он является самым распространенным для усилителей напряжения.

На выходных ВАХ (рис.5.29, б) проводится линия нагрузки представляющая собой зависимость тока в цепи коллектора от напряжения $U_{КЭ}$ при заданном напряжении источника питания E_K. Эта зависимость определяется из следующей формулы

$$U_{кэ} = E_к - I_к R_к. \quad (5.2)$$

На практике линию нагрузки проводят через две точки: $I_K = 0$, $U_{КЭ} = E_K$ и $I_K = E_K/R_K$, $U_{КЭ} = 0$. Пересечение вольт-амперных характеристик транзистора с линией нагрузки называется рабочей точкой. Частный случай рабочей точки - рабочая точка покоя (в отсутствии переменного входного сигнала).

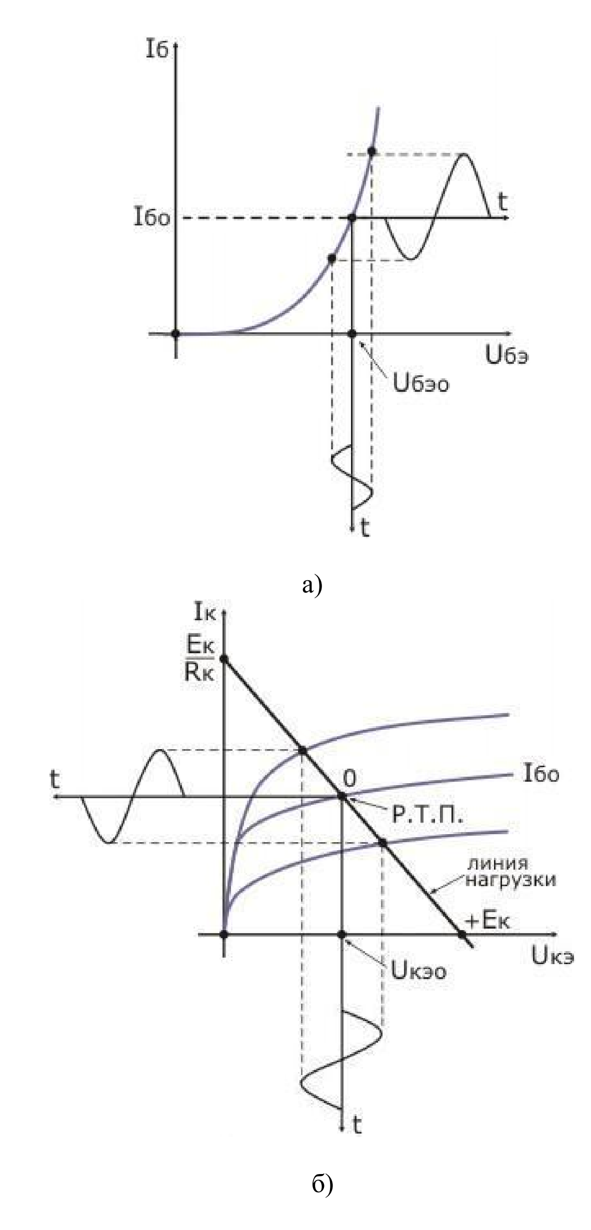


Рис.5.29. Графоаналитический расчет режима усиления транзистора

Сравнительный анализ каскадов

Каскад с общей базой

Для сравнительного анализа различных схем включения транзисторов в качестве основных параметров используются: коэффициент усиления по току K_I, коэффициент усиления по напряжению K_U, коэффициент усиления по мощности K_P и фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями. Данные коэффициенты представляют собой отношения амплитуд (или действующих значений) выходного и входного переменного тока, напряжения соответственно.

Для схемы с ОБ (рис.5.30) эти параметры имеют следующие значения.

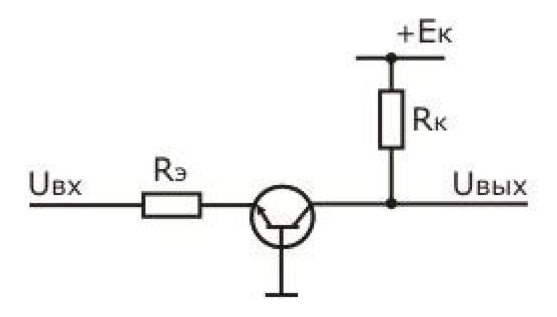


Рис.5.30. Схема с общей базой

$$k_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{I_к}{I_э} \approx \alpha \approx 1,$$

$$k_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{кб}}{U_{эб}} [10..100],$$

$$k_p \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{I_{вых} \cdot U_{вых}}{I_{вх} \cdot U_{вх}} = k_I \cdot k_u \approx k_p .$$

Фазовый сдвиг между $U_{вых}$ и $U_{вх}$ отсутствует.

Каскад с общим эмиттером

Для схемы с ОЭ (рис.5.31) эти параметры имеют следующие значения.

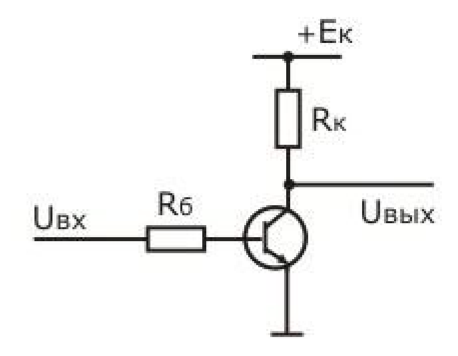


Рис.5.31. Схема с общим эмиттером

$$k_I = \frac{I_к}{I_б} \approx \beta \; [10..100],$$

$$k_u = \frac{U_{кэ}}{U_{бэ}} \approx \beta \; [10..100],$$

$$k_p \; [100..1000].$$

Фазовый сдвиг на 180^0 (рис.5.32)

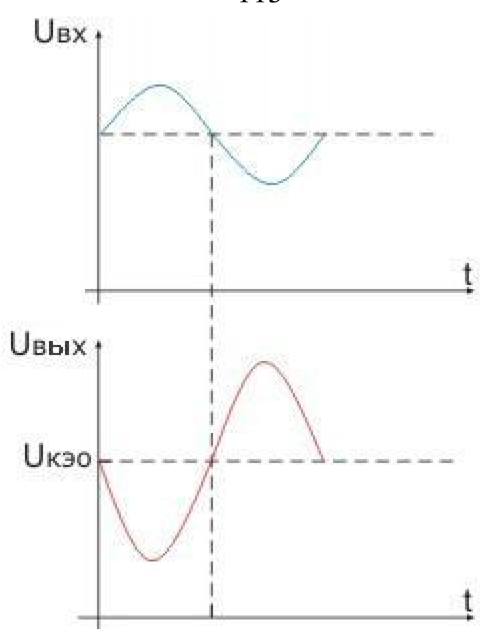


Рис.5.32. Временные диаграммы, иллюстрирующие фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями в схеме с общим эмиттером

Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Для схемы с ОК (рис.5.33) коэффициенты имеют следующие значения.

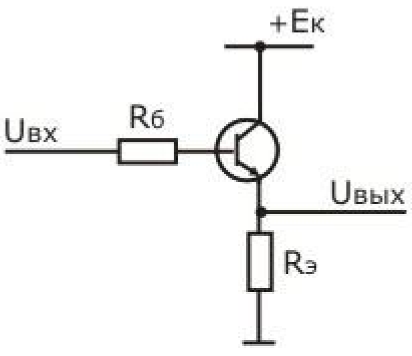


Рис.5.33. Схема с общим коллектором

$$k_I = \frac{I_э}{I_б} = \frac{I_к}{I_б} + 1 \quad (\approx k_I \;\; в \;\; ОЭ),$$

$$k_u = \left| \begin{array}{c} R_э >> R_б \\ U_{вх} \approx U_{вых} + U_{бэ} \end{array} \right| \approx \frac{U_{вых}}{U_{вых} + U_{бэ}} = \left| U_{вых} \;\; >> \;\; U_{бэ} \right| \approx 1,$$

$$k_p \approx k_I .$$

Фазовый сдвиг между $U_{вых}$ и $U_{вх}$ отсутствует.

Частотные свойства транзисторов

Одним из основных факторов, определяющих пригодность транзистора для использования в той или иной электрической схеме, является зависимость его параметров от частоты

$$\alpha,\ \beta = f(\omega).$$

Особенно большое значение имеют зависимости усилительных свойств транзистора от частоты.

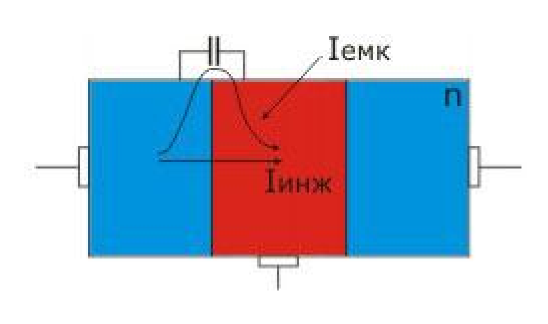
С повышением частоты, усиление транзистора уменьшается. Объясняется это двумя основными причинами. Во первых, на более высоких частотах сказывается вредное влияние барьерной емкости *p*-*n*-переходов. Во вторых, отставание по фазе переменного тока коллектора от переменного тока эмиттера. Оно вызвано инерционностью процесса перемещения носителей через базу.

1. Влияние барьерной емкости переходов

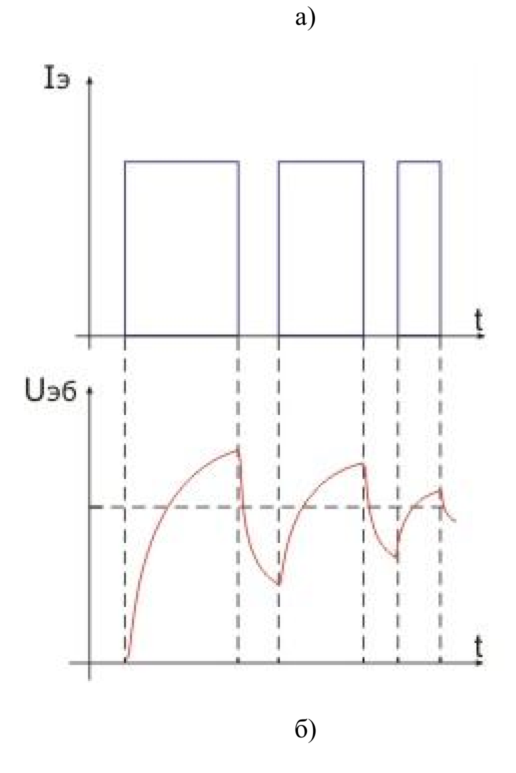
$$\omega \uparrow - \frac{1}{\omega \cdot C_{бар}} \downarrow -$$ шунтирующее действие

$$C_{бар} \uparrow - \begin{cases} U_{эб} \downarrow, \\ \dfrac{I_{инж}}{I_{инж} + I_{емк} \uparrow} \approx \gamma \downarrow - \alpha, \beta \downarrow . \end{cases}$$

Влияние данного процесса проиллюстрировано на рис.5.34.



а)



б)

Рис.5.34. Влияние барьерной емкости переходов на частотные свойства транзистора

Влияние $(C_{бар})_к >> (C_{бар})_э$, так как $r_к >> r_э$.

2. Инерционность диффузионных процессов

Так как на высоких частотах период входных сигналов соизмерим с временем задержки, то

$$\omega\uparrow(T\downarrow)-\left|T\sim t_{зад}\approx t_{прол}\right|-\varphi\uparrow-I_к\downarrow,\ I_б\uparrow-\begin{cases}\dfrac{I_к}{I_б}\approx\beta\downarrow\downarrow,\\ \dfrac{I_к}{I_э}\approx\alpha\downarrow,\end{cases}$$

где T - период входных сигналов,

$t_{зад}$ - время задержки,

$t_{прол}$ - время пролета носителей через базу,

φ - фазовый сдвиг между $I_к$ и $I_э$ (рис.5.35).

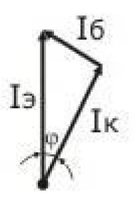


Рис.5.35. Векторная диаграмма токов

Графически зависимость коэффициентов передачи тока от частоты представлена на рис.5.36.

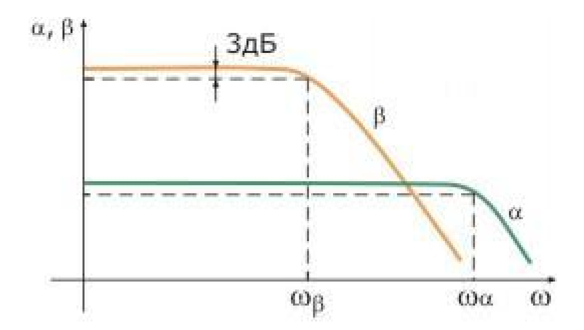


Рис.5.36. Частотная зависимость коэффициентов передачи тока

Схема с общей базой является более высокочастотной, чем схема с общим эмиттером.

Наличие нескольких факторов, влияющих на частотные свойства, обусловливает довольно сложную токовую зависимость предельной частоты (рис.5.37).

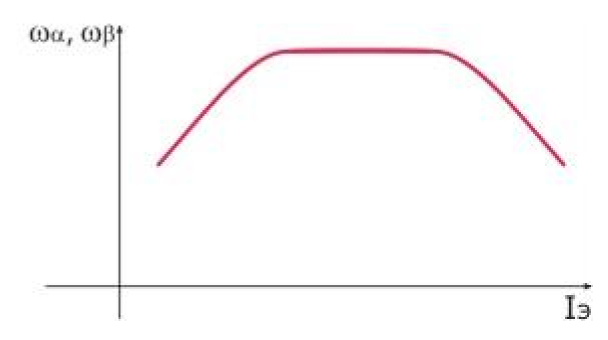


Рис.5.37. Зависимость предельной частоты от $I_э$

В *области малых токов* преимущественное влияние оказывает цепь эмиттера.

$I_э\uparrow$- $r_э\downarrow$ - $r_э \cdot C_{бар} = \tau\downarrow$- $\omega_\alpha, \omega_\beta\uparrow$.

В *области больших токов* преимущественное влияние оказывает цепь коллектора.

$I_э\uparrow$- $\Delta_б\uparrow$(эффект Кирка) - $t_{прол}\uparrow$- $\omega_\alpha, \omega_\beta \downarrow$

Для улучшения частотных свойств (повышения $\omega_\alpha, \omega_\beta$) необходимо:

1) $\Delta_б\downarrow$,
2) $(C_{бар})_к\downarrow$,
3) $\mu\uparrow$(подвижность носителей заряда).

Так как $\mu n > \mu p$, то транзисторы *n-p-n* структуры более высокоточные, чем транзисторы *p-n-p* структуры.

Шумы в транзисторах

Транзистор, как и другие полупроводниковые приборы, обладает собственными шумами, т. е. беспорядочными колебаниями тока и напряжения на выходе при отсутствии сигналов на входе (рис.5.38).

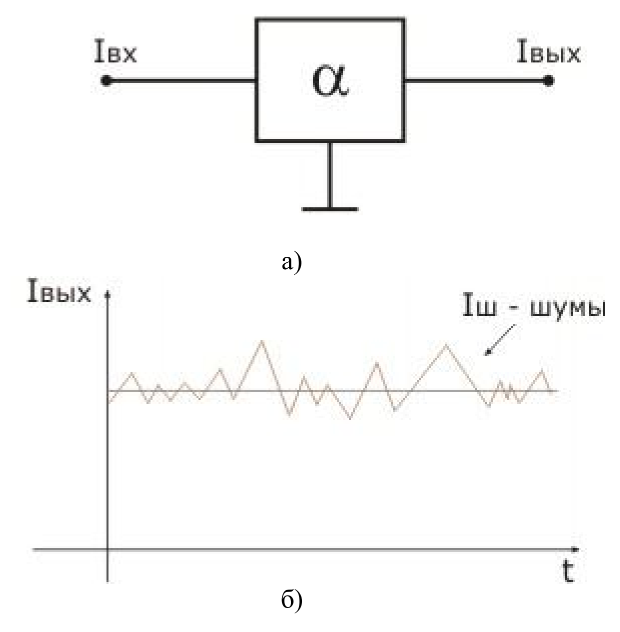


Рис.5.38. Собственные шумы в транзисторе

Шумы - это *флуктуации* тока и напряжения. Основной причиной флуктуаций является хаотическое тепловое движение носителей заряда в кристаллической решетке полупроводника. Флуктуации токов транзистора настолько малы, что могут быть обнаружены лишь при очень большом усилении. Частотный спектр шумов превышает диапазон рабочих частот прибора. Шумы ограничивают нижний предел усиливаемых сигналов.

Основным параметром, характеризующим шумы в транзисторах, является *коэффициент шума*.

$$k_{ш} \overset{def}{=} 10 \cdot \lg \frac{\left(\frac{P_{сиг}}{P_{ш}}\right)_{вх}}{\left(\frac{P_{сиг}}{P_{ш}}\right)_{вых}}, \qquad (5.3)$$

где $к_{ш}$ - коэффициент шума,

$P_{сиг}$ - мощность полезного сигнала,

$P_{ш}$ - мощность шума.

Коэффициент шума показывает во сколько раз уменьшается соотношение сигнал/шум на выходе прибора по сравнению со входом из-за собственных шумов.

Существуют различные виды шумов.

1.Тепловые шумы обусловлены хаотическим тепловым движением свободных носителей заряда в полупроводнике, что сопровождается флуктуациями тока. Скорости теплового хаотического движения носителей заряда обычно значительно превышают скорости дрейфа этих носителей в электрическом поле. Поэтому интенсивность тепловых шумов не зависит ни от приложенного напряжения, ни от тока, ни от частоты (а только от полосы частот, в которой происходит измерение шумов).

2.Дробовые шумы обусловлены флуктуациями инжекции и экстракции в переходах.

Энергии, скорости и моменты начала движения носителей заряда варьируются, что приводит к изменению числа носителей преодолевших потенциальный барьер за определенный интервал времени, а следовательно к появлению шумов.

3. Поверхностные шумы (избыточные, flicker - шумы) обусловлены флуктуациями поверхностной рекомбинации и токов утечки.

1) Наличие дефектов, примесей, загрязнений приводит к появлению в поверхностном слое полупроводника генерационно-рекомбинационных центров (ловушек).

Заполнение ловушек варьируется, что приводит к изменению проводимости полупроводника и следовательно к появлению шумов.

2) Наличие проводящей пленки, шунтирующей переход (рис.5.39), обусловлена различного рода загрязнениями.

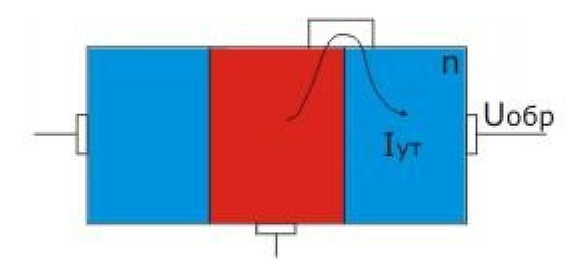


Рис.5.39. Проводящая пленка, шунтирующая *p-n*-переход

Сопротивление проводящей пленки варьируется, что приводит к изменению токов утечки, а следовательно к появлению шумов. С увеличением обратного напряжения, токи утечки возрастают.

4. Шумы токораспределения обусловлены флуктуациями распределения $I_э$ между базой и коллектором.

Количество актов рекомбинации в базе изменяется, что приводит к изменению коэффициента переноса электронов в базе, а следовательно к возникновению шумов.

5. Шумы лавинного умножения наблюдаются в сильных электрических полях ($U_к \approx U_{проб}$).

Длина свободного пробега носителей заряда варьируется, а соответственно концентрация носителей заряда изменяется, что приводит к возникновению шумов.

Коэффициент шума транзистора зависит от режима его работы и частоты. Зависимости коэффициента шума от тока эмиттера, напряжения на коллекторе и частоты, представлены на рис.5.40.

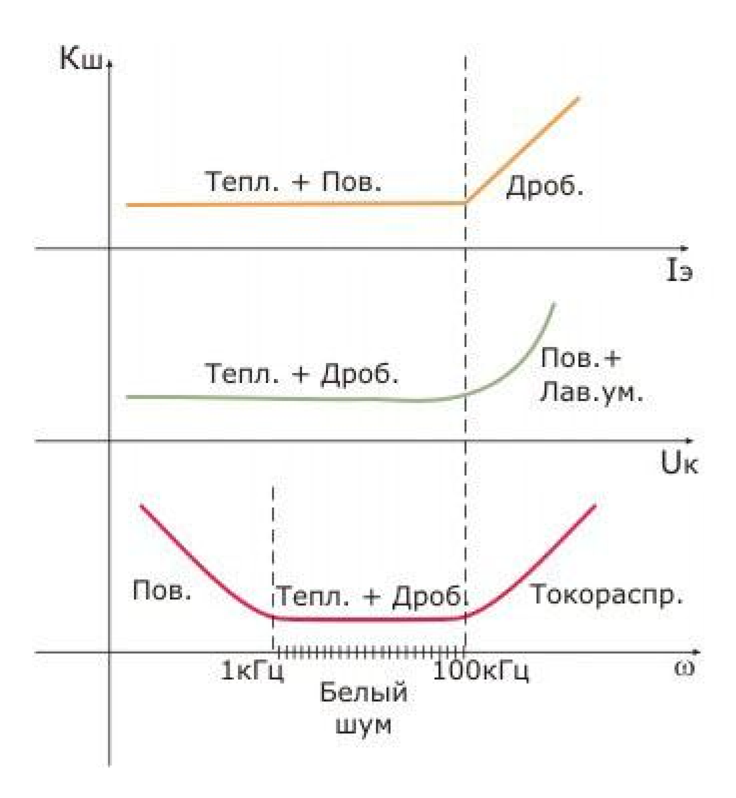


Рис.5.40. Зависимости коэффициента шума транзистора

Пробои транзистора

На процессы в транзисторе существенное влияние оказывает напряжение на коллекторе. Такое влияние обусловлено следующим. При изменении напряжения изменяется толщина области объемного заряда коллекторного перехода и соответственно толщина базы, а при достаточно больших коллекторных напряжениях начинает сказываться лавинное размножение.

С повышением напряжения на коллекторе толщина базы становится меньше, что приводит к увеличению градиента концентрации носителей заряда в базе, к уменьшению времени, в течении которого носители находятся в базе и, следовательно, к уменьшению роли рекомбинации в базе. Это ведет к росту коэффициентов передачи тока.

Смыкание переходов

При достаточно больших напряжениях на коллекторном переходе область объемного заряда коллекторного перехода может достигнуть эмиттерного перехода - произойдет так называемое смыкание переходов. При этом потенциальный барьер эмиттерного перехода понижается, возрастает ток эмиттера, а значит, и ток коллектора. По внешним признакам смыкание напоминает пробой или короткое замыкание эмиттера с коллектором. Таким образом, смыкание переходов является одной из причин, ограничивающих напряжение коллектора.

Лавинный пробой

1)Второй причиной, ограничивающей напряжение коллектора, является лавинное размножение. При этом существенную роль играет режим цепи базы. Если ток в цепи базы неограничен, что имеет место, например, в схеме с общей базой, то пробой транзисторов не отличается от пробоя полупроводникового диода. В этом случае в коллекторном переходе произойдет лавинный пробой при пробивном напряжении.

Лавинный пробой коллекторного перехода представляет собой обратимый процесс, если ограничить возрастающий при пробое ток. С увеличением тока коллектора при лавинном размножении лавинный пробой может перейти в тепловой пробой с появлением отрицательного дифференциального сопротивления на выходе транзистора. Этот переход к тепловому пробою наиболее вероятен в транзисторах, изготовленных из германия (материала с малой шириной запрещенной зоны).

2) С увеличением напряжения на коллекторном переходе статический коэффициент передачи тока эмиттера с учетом размножения носителей в коллекторном переходе возрастает и при напряжении пробоя становится равным единице. Это напряжение при некоторых условиях может оказаться пробивным для транзистора в схеме с общим эмиттером.

Если ток базы зафиксирован (например, при разомкнутой цепи базы или при включении в нее достаточно большого сопротивления), то в транзисторе начинает проявляться положительная обратная связь. Образующиеся при лавинном размножении пары носителей заряда разделяются электрическим полем коллекторного перехода: неосновные для базы носители уходят в коллектор, а основные - в базу (рис.5.41).

Таким образом, в базе создается избыточный заряд основных носителей и соответственно изменяется ее потенциал. Получающееся при этом напряжение открывает эмиттерный переход и увеличивает ток эмиттера.

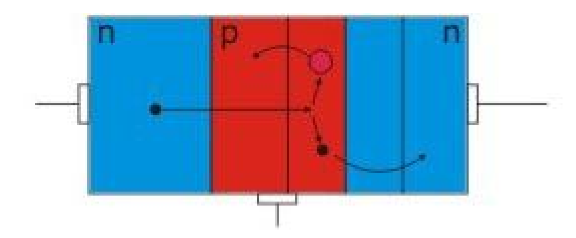


Рис.5.41. Влияние поля коллекторного перехода на пары носителей заряда, образующиеся при лавинном размножении

В отношении пробоя обрыв базы наиболее опасен, так как $(U_к)_{проб}$ является минимальным (рис.5.42).

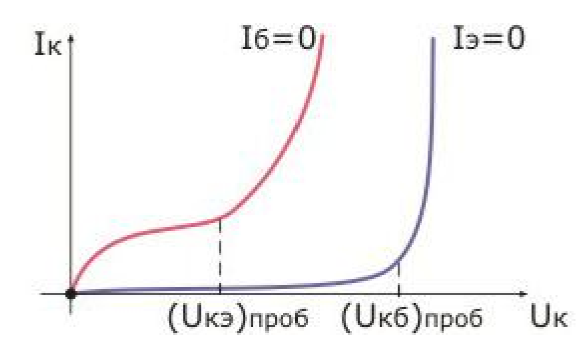


Рис.5.42. Напряжение пробоя для схемы с общей базой и схемы с общим эмиттером

Вторичный пробой

Под вторичным пробоем понимают явления, связанные с разогревом коллекторного перехода и приводящие к резкому увеличению коллекторного тока при одновременном уменьшении коллекторного напряжения. При вторичном пробое транзистора, как и при тепловом пробое диода, происходит *шнурование тока*, проходящего через коллекторный переход.

Шнурование тока связано с наличием различного рода дефектов на поверхности и в объеме транзисторной структуры, которые могут приводить к локальному увеличению плотности тока через коллекторный переход. Локальное увеличение плотности тока приводит к локальному разогреву, что, в свою очередь, обусловливает:

1)увеличение тепловой генерации носителей заряда в этом месте *p-n*-перехода коллектора и, следовательно, увеличение локальной плотности тока, еще больший локальный разогрев и т. д. При этом тепловая генерация носителей может возрасти настолько, что область объемного заряда вообще исчезнет на малой площади коллекторного перехода;

2) локальное уменьшение толщины *p-n*-перехода коллектора и повышение напряженности поля, а следовательно, и увеличение ударной ионизации. При этом увеличатся локальная плотность тока, локальный перегрев, тепловая генерация и т. д.;

3) увеличение локального коэффициента передачи тока эмиттера, так как с повышением температуры растет время жизни носителей; это вызывает еще большую концентрацию проходящего тока, еще больший локальный разогрев и т. д.

Все эти явления приводят к резкому увеличению тока и уменьшению напряжения. Инерционность данных явлений, связанных с тепловыми процессами, может быть очень малой из-за малости объема, где происходит шнурование тока.

Если ток через транзистор при вторичном пробое не ограничить, то локальный разогрев приведет к необратимым изменениям в транзисторе вплоть до локального проплавления (рис.5.43).

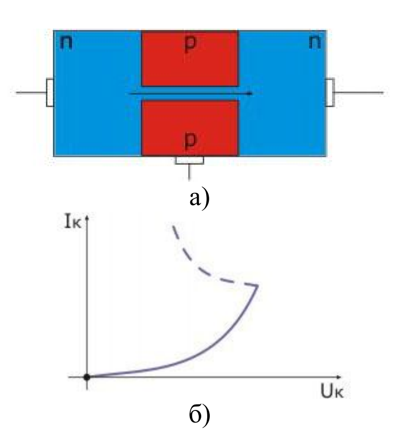


Рис.5.43. Проплавление базовой области транзистора в результате вторичного пробоя

5.3. Тиристоры

Тиристоры - полупроводниковые приборы с тремя и более *p-n*-переходами, вольт-амперные характеристики которых имеют участок отрицательного дифференциального сопротивления.

Тиристоры имеют два устойчивых состояния. Тиристоры с двумя выводами называются диодными (или динисторами), а с тремя выводами - триодными (или тринисторами).

Диодный тиристор (динистор)

Подключение анода динистора к положительному полюсу внешнего источника питания, а катода - к отрицательному, соответствует режиму прямого включения динистора. При обратной полярности напряжения источника питания имеет место обратное включение (рис.5.44).

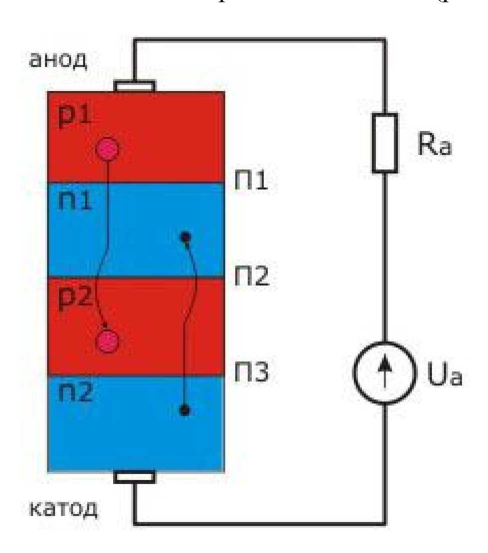


Рис.5.44. Структура диодного тиристора

$U_{ак} > 0$ ("+" на аноде)

Рассмотрим процессы, происходящие в тиристоре при подаче на него прямого напряжения, т. е. при положительном потенциале на аноде. В

этом случае крайние *p-n*-переходы П1 и П3 смещены в прямом направлении, а средний *p-n*-переход П2 смещен в обратном направлении.

В тиристоре происходит два взаимно противоположных процесса.

1. П2 $\downarrow$,
2. П1, П3 $\uparrow$, P_2, n_1 $\uparrow$, П2 $\uparrow$.

Большая часть внешнего прямого напряжения падает на переходе П2. При увеличении напряжения *Uак* прямое смещение переходов П1 и П3 возрастает. Электроны из области n_2 инжектируют в область p_2, диффундируют через нее и экстрагируют в область n_1. Дальнейшему продвижению электронов по структуре тиристора препятствует потенциальный барьер перехода П1. Поэтому часть электронов, оказавшись в потенциальной яме, образует избыточный отрицательный заряд, который, понижая высоту потенциального барьера перехода П1, вызывает увеличение инжекции дырок из области p_1 в область n_1. Инжектируемые дырки диффундируют к переходу П2 и экстрагируют в область p_2. Дальнейшему их продвижению по структуре тиристора препятствует потенциальный барьер перехода П3. Следовательно, в области p_2 происходит накопление избыточного положительного заряда, что приводит к увеличению инжекции электронов из области n_2. Таким образом, в структуре тиристора существует положительная обратная связь по току - увеличение тока через один переход приводит к увеличению тока через другой.

До тех пор, пока $U_{ак} < U_{вкл}$ - тиристор закрыт (процесс 1 преобладает над процессом 2). Когда $U_{ак} = U_{вкл}$ происходит регенеративный процесс быстрого отпирания тиристора (процесс 2 преобладает над процессом 1). В результате чего все три перехода становятся открытыми, и через него начинает протекать ток. При этом сопротивление динистора резко уменьшается и падение напряжения на нем не превышает 1-2 В (рис.5.45). Остальное напряжение источника питания падает на ограничительном резисторе.

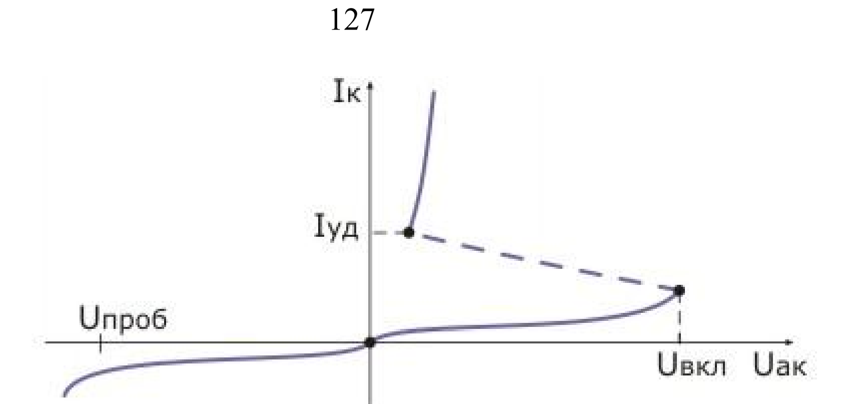


Рис.5.45. Вольт-амперная характеристика динистора

Пока ток протекающий через тиристор больше тока удержания $I_a > I_{уд}$ - тиристор открыт. Уменьшение тока до уровня $I_a = I_{уд}$ вызывает запирание тиристора по анодной цепи.

Таким образом, тиристор при подаче на него прямого напряжения может находиться в двух устойчивых состояниях: закрытом и открытом.

Закрытое состояние тиристора соответствует участку прямой ветви вольт-амперной характеристики между нулевой точкой и точкой переключения. В закрытом состоянии к тиристору может быть приложено большое напряжение, а ток при этом будет мал.

Открытое состояние тиристора соответствует низковольтному участку прямой ветви вольт-амперной характеристики.

$U_{ак} < 0$ ("-" на аноде)

При обратном напряжении на тиристоре, т. е. при отрицательном потенциале на аноде, переходы П1 и П3 смещены в обратном направлении, а переход П2 - в прямом. В этом случае нет условий для переключения тиристора, а обратное напряжение может быть ограничено либо лавинным пробоем переходов П1, П3, либо эффектом смыкания переходов в результате их расширения.

Двухтразисторная модель тиристора

Тиристор можно представить в виде эквивалентной схемы (модели), состоящей из двух транзисторов типа *p-n-p* и *n-p-n*, соединенных так, как показано на рис.5.46.

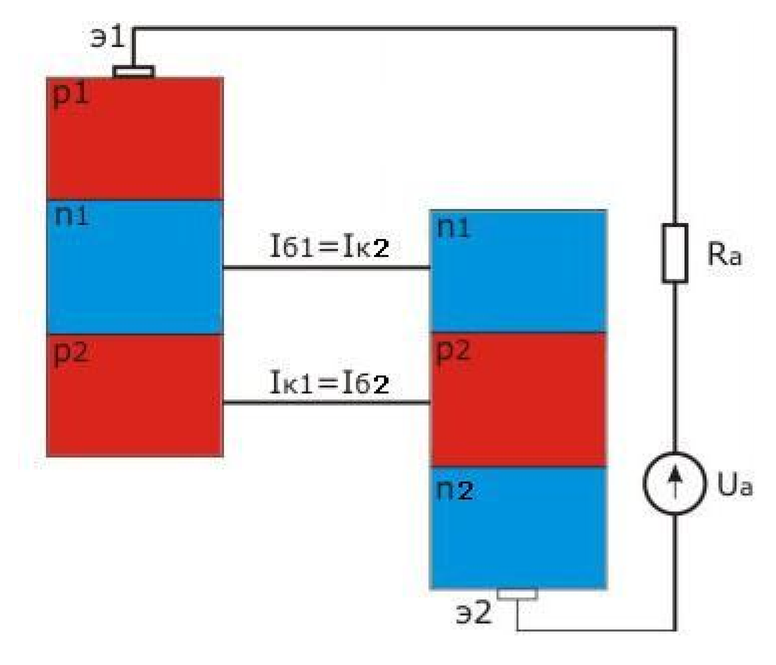


Рис.5.46. Двухтранзисторная модель тиристора

Из рассмотрения эквивалентной схемы видно, что ток тиристора I является током первого эмиттера $I_{э1}$ или током второго эмиттера $I_{э2}$

$$I_{э1} = I_{э2} = I.$$

Иначе, ток I можно рассматривать как сумму двух коллекторных токов, равных соответственно

$$I_{к1} = \alpha_1 \cdot I_{э1},$$
$$I_{к2} = \alpha_2 \cdot I_{э2}.$$

Кроме того, в состав тока I входит еще начальный ток коллекторного перехода

$$I = I_{к1} + I_{к2} + I_{кбо}.$$

Таким образом, можно написать

$$I = (\alpha_1 + \alpha_2) \cdot I + I_{кбо}$$

или

$$I = \frac{I_{КБО}}{1-(\alpha_1 + \alpha_2)}, \qquad (5.4)$$

где, $\alpha_1 + \alpha_2$ - это суммарный коэффициент передачи тока тиристорной структуры.

При малых токах α_1 и α_2 значительно меньше единицы (рис.5.47), а следовательно и сумма их также меньше единицы.

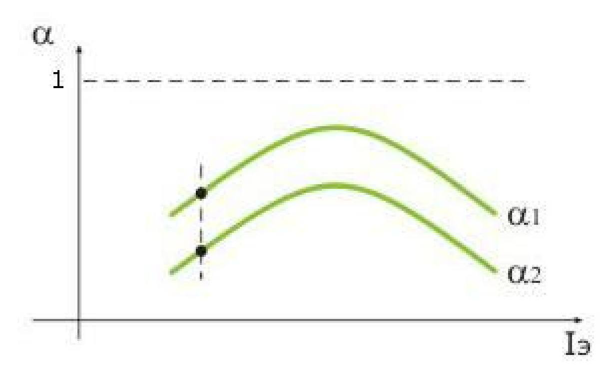


Рис.5.47. Зависимости коэффициентов передачи тока транзисторов от тока эмиттера

Таким образом, из (5.4) следует, что переключение тиристора из закрытого состояния в открытое должно произойти при условии равенства единицы суммарного коэффициента передачи тока

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1.$$

Условное графическое обозначение динистора имеет следующий вид



Триодный тиристор (тринистор)

Если от одной из областей (n_1 или p_2) сделан вывод, то получается управляемый тиристор, называемый триодным или тринистором (рис.5.48).

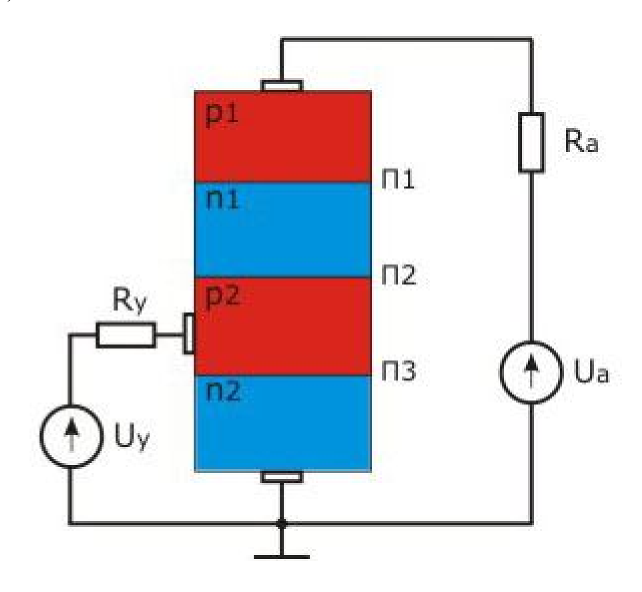


Рис.5.48. Структура триодного тиристора

Подавая через этот вывод прямое напряжение на переход, можно регулировать значение напряжения включения. Чем больше управляющий ток $I_у$, тем меньше напряжение включения $U_{вкл}$.

Эти основные свойства триодного тиристора наглядно отражаются его вольт-амперными характеристиками (рис.5.49).

Рис.5.49. Вольт-амперные характеристики триодного тиристора

Чем больше I_y, тем сильнее инжекция носителей заряда из области n_2 в область p_2 и тем меньше требуется напряжение на тиристоре $U_{ак}$, для того чтобы начался процесс отпирания прибора. Наиболее высокое $U_{вкл}$ получается при отсутствии тока управления. И наоборот, при достаточно высоком I_y характеристика триодного тиристора вырождается в характеристику прямой ветви обычного диода.

Классификация тринисторов с их условными графическими обозначениями приведена на рис.5.50.

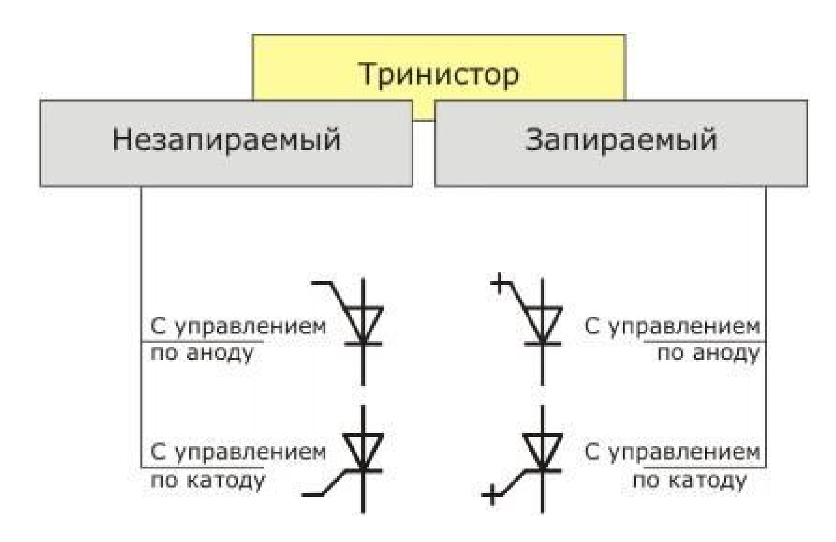
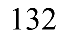


Рис.5.50. Классификация тринисторов



Обычные триодные тиристоры не запираются с помощью управляющей цепи, и для запирания необходимо уменьшить ток в тиристоре до значения ниже тока удержания $I_{уд}$. Однако разработаны и применяются так называемые запираемые триодные тиристоры, которые запираются при подаче через управляющий электрод короткого импульса обратного напряжения на эмиттерный переход (рис.5.51).

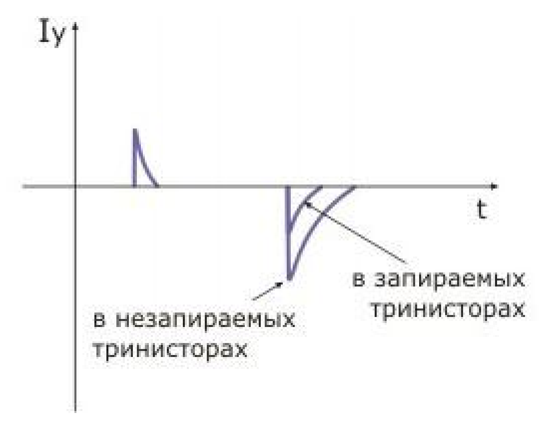


Рис.5.51. Отличительные особенности незапираемых и запираемых тринисторов

Симметричный тиристор (симистор)

Диодные и триодные тиристоры пропускают рабочий ток только в одном направлении, что ограничивает возможность их применения для регулирования переменного тока. Встречно-параллельное включение двух тиристоров решает указанную задачу, но более надежными, эффективными и малогабаритными являются специально предназначенные для этой цели двусторонние полупроводниковые тиристоры, имеющие структуру *n-p-n-p-n* (или *p-n-p-n-p*), которые называются симисторами (рис.5.52). Они отпираются при любой полярности напряжения и проводят ток в обоих направлениях.

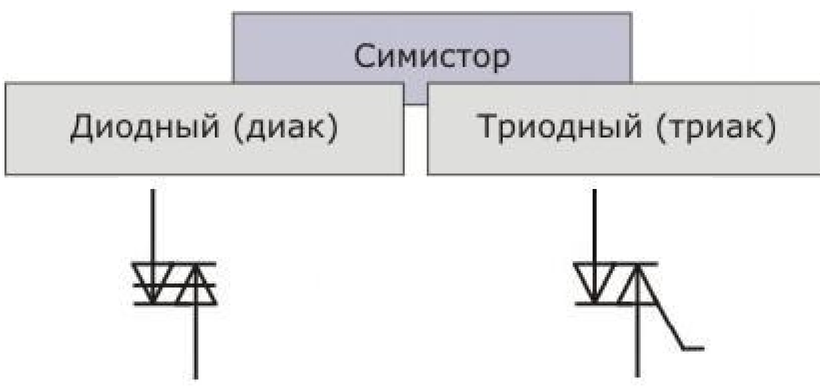


Рис.5.52. Классификация и условные графические обозначения симисторов

При одной полярности напряжения ("+" на область p_1, "-" на область n_2) работает правая половина прибора (рис.5.53). При обратной полярности ("+" на область p_2, "-" на область n_3) ток идет в обратном направлении через левую половину прибора.

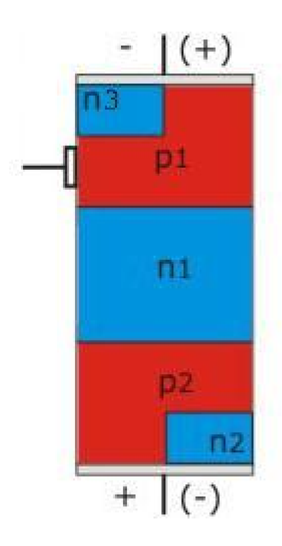


Рис.5.53. Структура симметричного тиристора

Вольт-амперная характеристика такого тиристора получается одинаковой при разных полярностях приложенного напряжения (рис.5.54)

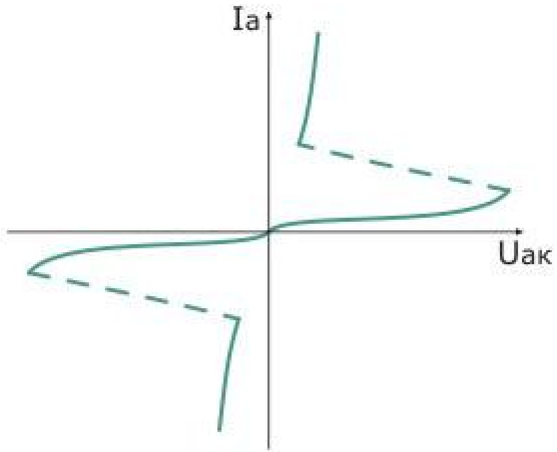


Рис.5.54. Вольт-амперная характеристика симметричного диодного тиристора

Динамика работы тиристора

Из рис.5.55 видно, что в точке *A* создаются необходимые условия для отпирания тиристора и он переходит из закрытого состояния в открытое (*A*-*B*). Напряжение на нем резко падает, а ток начинает протекать.

Если ток протекающий через тиристор станет меньше тока удержания $I_{уд}$ то тиристор закрывается (*C*-*D*).

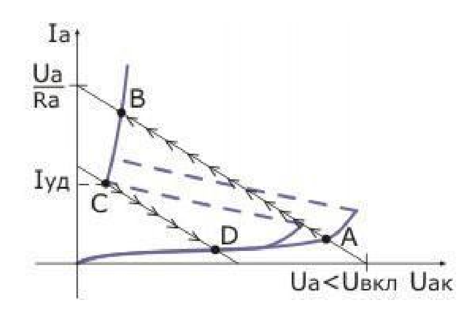
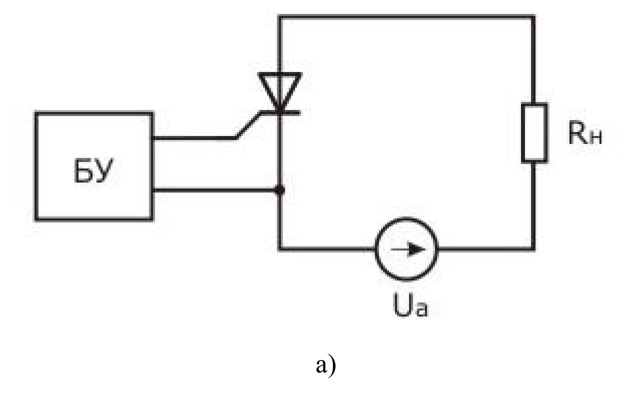


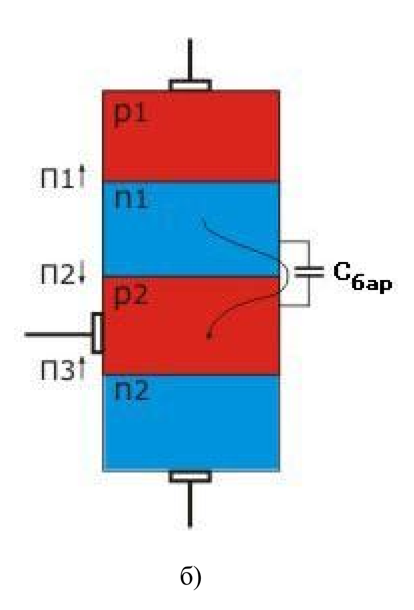
Рис.5.55. Динамика работы тиристора

Эффект dU/dt

При быстром нарастании основного напряжения на тиристоре $U_{ак}$ через него будет проходить емкостной ток, обусловленный наличием барьерных емкостей *p*-*n*-переходов (рис.5.56).



а)



б)

Рис.5.56. Влияние барьерной емкости перехода на работу тиристора

Рассмотрим влияние барьерной емкости перехода П2. Емкостной ток через переход П2 определяется следующим образом

$$I_{C_{бар}} = C_{бар} \cdot \frac{dU_{ак}}{dt} \qquad (5.5)$$

Чем больше скорость изменения основного напряжения на тиристоре, тем больше значение емкостного тока через переход. Этот ток, проходя через переходы П1 и П3, вызывает увеличение коэффициентов передачи тока, что приводит к включению тиристора при основном напряжении, меньшем напряжения включения.

Барьерные емкости переходов П1 и П3 являются причиной появления емкостных токов через эти переходы при быстром изменении напряжения на тиристоре. Емкостные токи не связаны с инжекцией носителей заряда, поэтому с увеличением скорости изменения напряжения включение тиристора должно происходить при напряжениях, больших напряжения включения, если учитывать только барьерные емкости этих переходов.

Практически барьерная емкость перехода П2 сказывается сильнее, так как она шунтирует большое активное сопротивление этого перехода, смещенного в обратном направлении при закрытом состоянии тиристора. Барьерные емкости переходов П1, П3 сами оказываются зашунтированными сопротивлениями этих переходов, смещенных при закрытом состоянии тиристора в прямом направлении. Поэтому напряжение включения тиристора с увеличением скорости нарастания основного напряжения уменьшается.

Однако, эффект *dU/dt* часто оказывается не положительным, а отрицательным свойством, так как может приводить к самопроизвольному включению тиристора, например при подключении источника питания (рис.5.57).

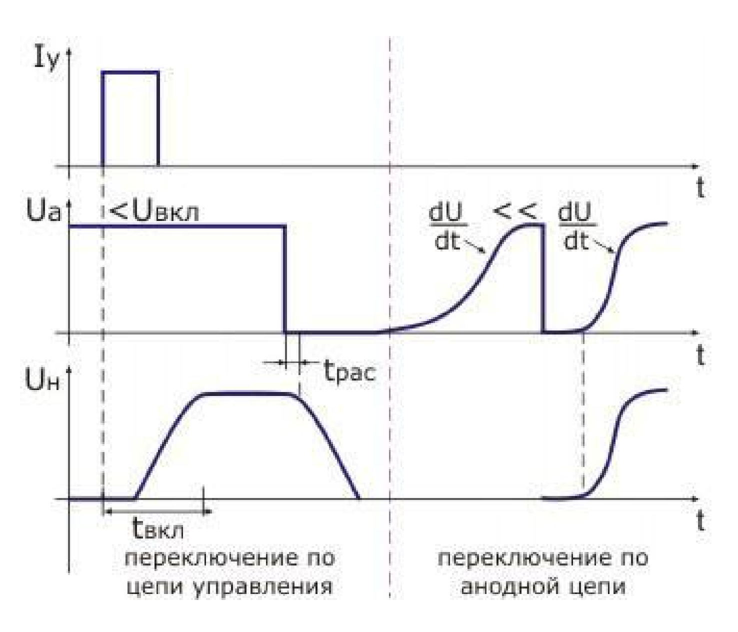


Рис.5.57. Временные диаграммы, иллюстрирующие эффект *dU/dt*

Релаксационный генератор пилообразных колебаний

Пример использования триодного тиристора в простейшей схеме релаксационного генератора пилообразных колебаний представлен на рис. 5.58.

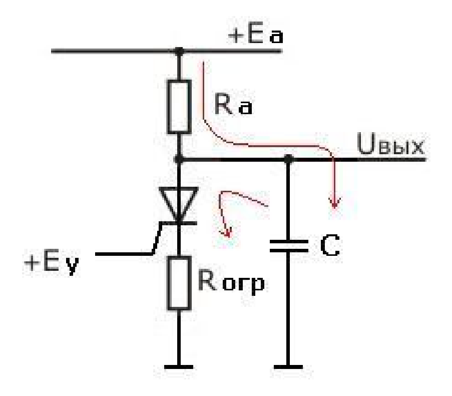


Рис.5.58. Принципиальная схема релаксационного генератора

Принцип действия

При подаче анодного напряжения E_a емкость C начинает заряжаться через резистор R_a. Когда напряжение на емкости достигнет величины $U_{вкл}$ - произойдет включение тиристора, его сопротивление резко упадет и конденсатор быстро разрядится через малое сопротивление ограничительного резистора $R_{огр}$. После этого цикл повторяется (рис.5.59).

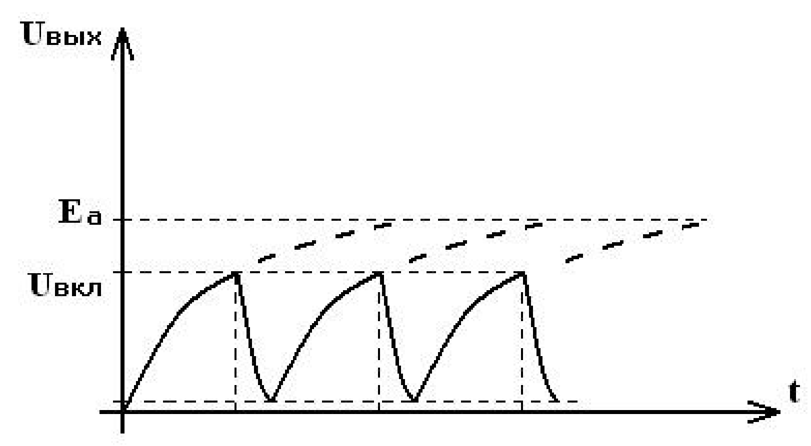


Рис.5.59. Временные диаграммы работы релаксационного генератора пилообразных колебаний

Уравнение линии нагрузки для выходной цепи

$U_{ак} = E_a - I_a R,$
где $R = R_a + R_{огр}$ $(R_a >> R_{огр})$.

Условия возникновения колебаний

1. $U_{вкд} < E_a$;

2. $\dfrac{E_a}{I_{выкл}} < R < \dfrac{E_a - U_{вкл}}{I_{вкл}}$.

5.4. Полевые транзисторы

К классу полевых (униполярных) относятся транзисторы, принцип действия которых основан на использовании носителей заряда только одного знака (или электронов или дырок). Управление током в этих транзисторах осуществляется изменением проводимости канала, через который протекает ток под воздействием электрического поля.

Классификация полевых транзисторов (по способу создания канала) представлена на рис.5.60.

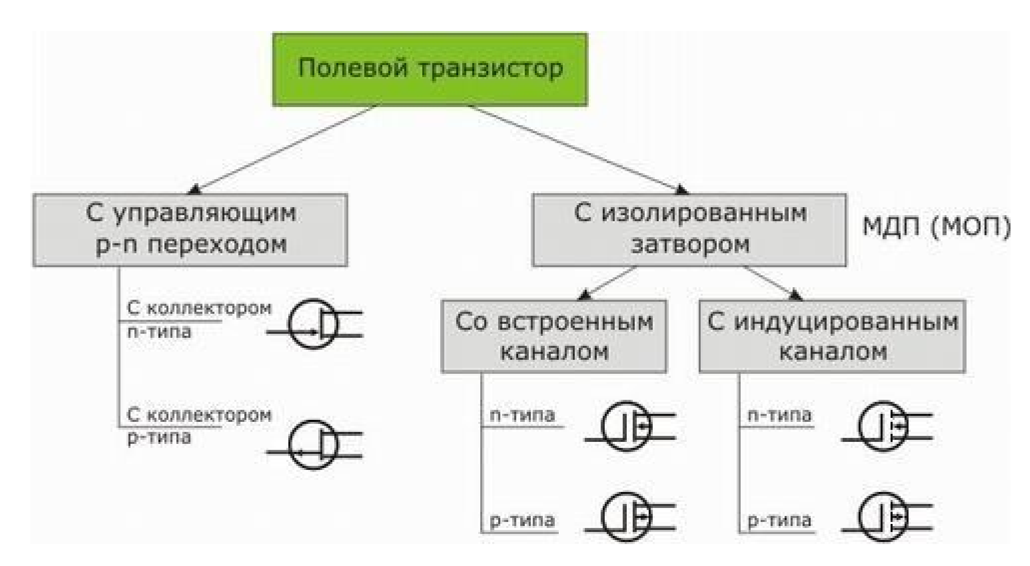


Рис.5.60. Классификация и условные графические обозначения полевых транзисторов

Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом

Структура и принцип действия полевого транзистора

Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом имеет два омических контакта к области полупроводника, по которому проходит управляемый или регулируемый поток основных носителей заряда, и *p-n*-переход, смещенный в обратном направлении (рис.5.61).

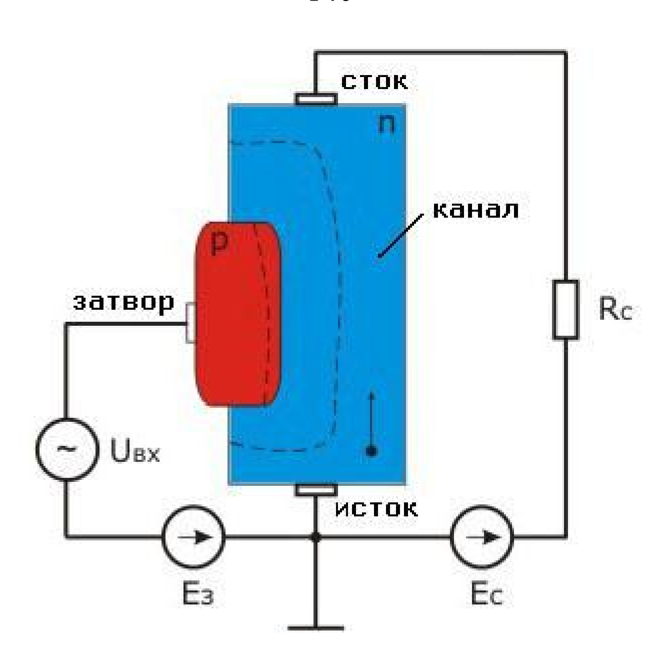


Рис.5.61. Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом

При изменении обратного напряжения на управляющем *p-n*-переходе изменяется его толщина, а следовательно, толщина области, по которой проходит управляемый поток основных носителей заряда. Область в полупроводнике, в которой регулируется поток основных носителей заряда, называют *проводящим каналом*. Электрод полевого транзистора, через который в проводящий канал входят носители заряда, называют *истоком*. Электрод полевого транзистора, через который из канала выходят носители заряда называют *стоком*. Электрод полевого транзистора, на который подают сигнал, называют *затвором*.

Проводящий канал может иметь электропроводность как *n*-, так и *p*-типа. Соответственно различают полевые транзисторы с *n*-каналом и *p*-каналом. Все полярности напряжений смещения, подаваемых на электроды полевых транзисторов с *n*- и *p*-каналом, противоположны.

Управление током стока, т. е. током от внешнего относительно мощного источника питания в цепи нагрузки, происходит при изменении обратного напряжения на *p-n*-переходе затвора.

От биполярного транзистора полевой отличается, во-первых, принципом действия: в биполярном транзисторе управление выходным сигналом производится входным током, а в полевом транзисторе –

входным напряжением. Во-вторых, полевые транзисторы имеют значительно большие входные сопротивления, что связано с обратным смещением *p-n*-перехода затвора в рассматриваемом типе полевых транзисторов.

Статические характеристики

Стокозатворные характеристики

Управляющее действие затвора наглядно иллюстрируют стокозатворные (управляющие) характеристики, выражающие зависимость

$$I_c = f(U_{зи}) \text{ при } U_{си}=\text{const},$$

представленные на рис.5.62.

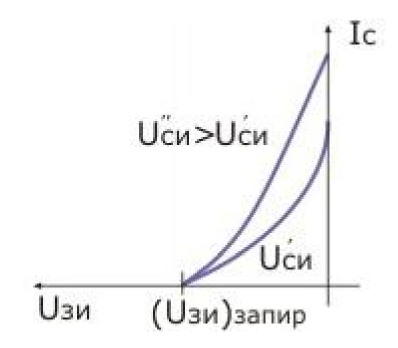


Рис.5.62. Статические стокозатворные характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом

Ток имеет максимальную величину при напряжении затвора, равном нулю, когда толщина канала максимальна. При подаче обратного напряжения на затвор *p-n*-переход расширяется, толщина канала уменьшается, его сопротивление возрастает и ток становится меньше. Когда напряжение затвора достигает величины напряжения отсечки, канал полностью перекрывается и ток в выходной цепи падает до минимального значения, определяемого концентрацией неосновных носителей заряда.

При изменении напряжения на стоке смещение характеристик мало, так как ток в пологой части стокозатворных характеристик изменяется незначительно.

Стоковые характеристики

Стоковые характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом в схеме с общим истоком (рис.5.63) определяют зависимость

$$I_c = f(U_{си}) \text{ при } U_{зи}=\text{const}.$$

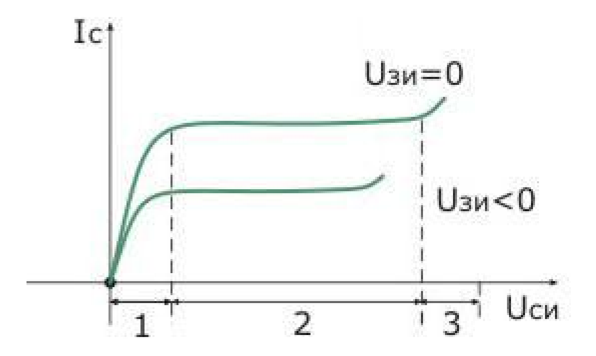


Рис.5.63. Статические стоковые характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом

При повышении положительного напряжения стока $U_{си}$ выходной ток I_c возрастает, но при этом одновременно уменьшается толщина канала по всей его длине и увеличивается сопротивление канала. Поэтому зависимость тока от напряжения оказывается нелинейной: ток нарастает медленнее, чем это следует из закона Ома (начальный участок на рис.5.63). Когда напряжение стока достигает величины напряжения насыщения, канал в области стока перекрывается и дальнейший рост тока стока прекращается. Это соответствует горизонтальному участку выходной характеристики полевого транзистора, называемого *участком насыщения*.

При чрезмерно большом увеличении напряжения стока $U_{си}$ наступает пробой *p-n*-перехода и ток в цепи сток-затвор лавинообразно нарастает. Пробой возникает в области стока, где разность потенциалов на переходе максимальна.

Если на затвор подано обратное напряжение $U_{зи}$, то перекрытие канала наступает при меньшем напряжении стока, при этом оказывается меньшим и максимальный ток стока. Выходная характеристика располагается ниже, чем при $U_{зи} = 0$. Пробивное напряжение стока при этом тоже уменьшается.

МДП-транзистор со встроенным каналом

Структура и принцип действия МДП-транзистора со встроенным каналом

Полевые транзисторы, у которых металлический затвор отделен пленкой высокоомного диэлектрика от полупроводникового канала, называются полевыми транзисторами с изолированным затвором, а также МДП- или МОП-транзисторами (металл-диэлектрик-полупроводник, металл-окисел-полупроводник).

Существуют две разновидности МДП-транзисторов: со встроенным каналом и с индуцированным каналом (рис.5.64, 5.67).

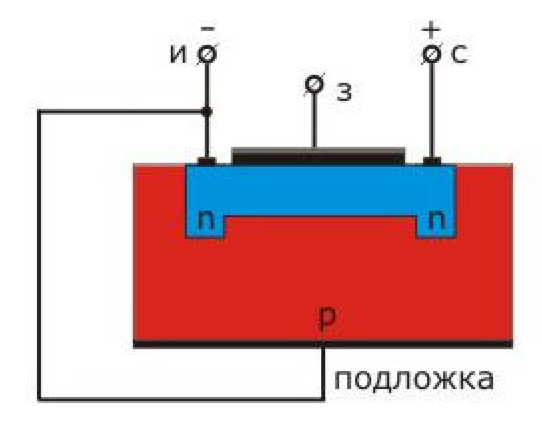


Рис.5.64. Структура МДП-транзистора со встроенным каналом

В МДП-транзисторах со встроенным каналом у поверхности полупроводника под затвором существует канал, который соединяет исток со стоком и имеет подложку с электропроводностью, инверсной каналу.

Если при нулевом напряжении затвора приложить между стоком и истоком напряжение, то через канал будет протекать ток, представляющий собой поток электронов. При подаче на затвор напряжения, отрицательного относительно истока, а следовательно, и относительно подложки, в канале создается поперечное электрическое поле, под влиянием которого электроны проводимости выталкиваются из канала в области истока, стока и в кристалл. Канал обедняется электронами, сопротивление его увеличивается, и ток стока

уменьшается. Чем больше отрицательное напряжение затвора, тем меньше этот ток. Такой режим транзистора называют *режимом обеднения*.

Если же на затвор подать положительное напряжение, то под действием поля, созданного этим напряжением, из областей истока и стока, а также из кристалла в канал будут приходить электроны; проводимость канала при этом увеличивается, и ток стока возрастает. Этот режим называют *режимом обогащения*.

Статические характеристики

Работу МДП-транзистора со встроенным каналом как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения наглядно демонстрируют статические вольт-амперные характеристики (рис.5.65, рис.5.66).

Стокозатворные

$$I_c = f(U_{зи}) \text{ при } U_{си}=\text{const}.$$

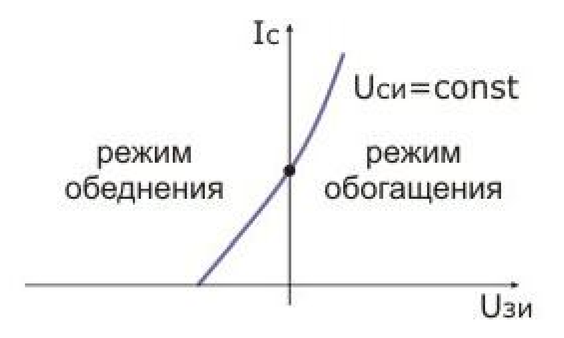


Рис.5.65. Статические стокозатворные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

Стоковые

$$I_c = f(U_{си}) \text{ при } U_{зи}=\text{const}.$$

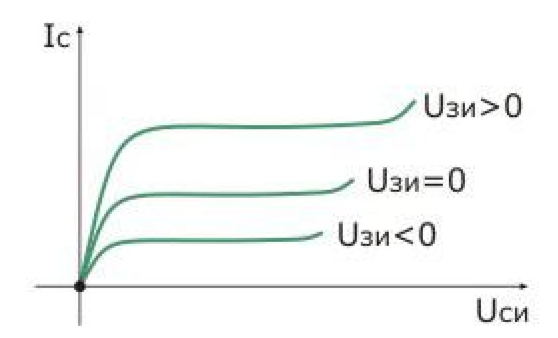


Рис.5.66. Статические стоковые характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

МДП-транзистор с индуцированным каналом

МДП-транзистор с индуцированным каналом от предыдущего МДП-транзистора со встроенным каналом отличается тем, что канал специально не создается (рис.5.67), а возникает (индуцируется) при подаче напряжения на затвор определенной полярности.

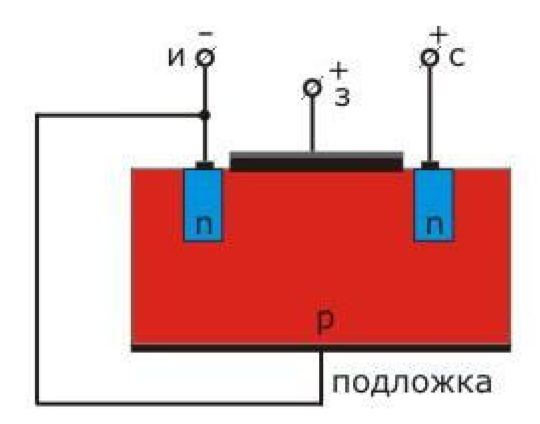


Рис.5.67. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом

При отсутствии этого напряжения канала нет, между истоком и стоком *n*-типа расположен только кристалл *p*-типа и на одном из *p-n*-переходов получается обратное напряжение. В этом состоянии сопротивление между истоком и стоком очень велико, т. е. транзистор заперт. Но если подать на затвор положительное напряжение, то под влиянием поля затвора электроны проводимости будут перемещаться из областей истока и стока и из подложки *p*-области по направлению к затвору. Когда напряжение затвора превысит некоторое отпирающее, или пороговое, значение, то в приповерхностном слое концентрация электронов настолько увеличиться, что превысит концентрацию дырок, и в этом слое произойдет так называемая инверсия типа электропроводности, т. е. образуется тонкий канал *n*-типа и транзистор начнет проводить ток. Чем больше положительное напряжение затвора, тем больше проводимость канала и ток стока. Таким образом, подобный транзистор может работать только в режиме обогащения, что видно из его стокозатворных (рис.5.68) и стоковых (рис.5.69) характеристик.

Если подложка выполнена из полупроводника *n*-типа, то получится индуцированный канал *p*-типа.

Статические характеристики

Стокозатворные

$$I_c = f(U_{зи}) \text{ при } U_{си}=\text{const}.$$

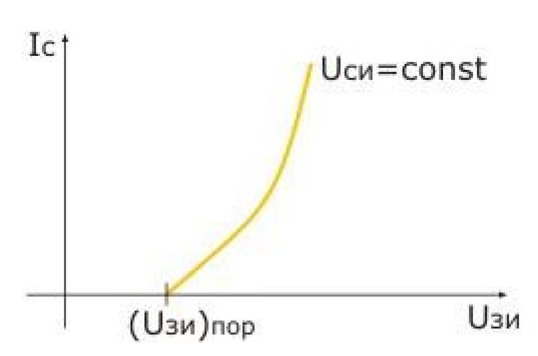


Рис.5.68. Статические стокозатворные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом

Стоковые

$$I_c = f(U_{си})\text{ при }U_{зи}=\text{const.}$$

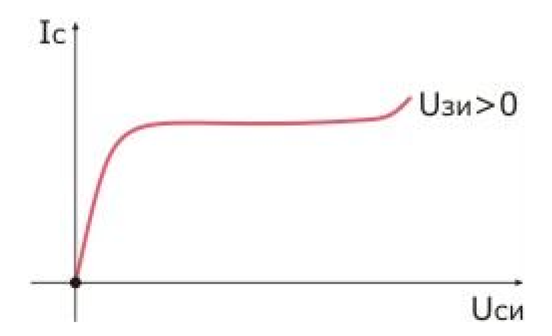


Рис.5.69. Статические стоковые характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом

Раздел 2. Лабораторный практикум

Глава 6. Лаборатория электроники

Цель экспериментальных работ, выполняемых студентами в лаборатории (рис.6.1), заключается в возможно более полной реализации принципа единства теории и практики. В процессе лабораторного практикума студент должен:

самостоятельно, путем экспериментальной проверки, закрепить теоретические знания, известные из курса лекций или литературы;

приобрести практические навыки в измерении важнейших статических и динамических характеристик электронных приборов, в определении их параметров и проверке работы простейших электронных схем на основе этих приборов.



Рис.6.1. Лаборатория для проведения фронтальных работ

Для успешного и своевременного выполнения работ требуется следующая предварительная подготовка:

изучение соответствующего теоретического материала по литературе или по конспекту лекций;

уяснение цели и содержания работы, указанных в начале описания каждой лабораторной работы;

ознакомление с измерительными приборами (рис.6.2, рис.6.3), используемыми при выполнении каждой работы;

ознакомление с методикой предстоящего эксперимента (схемой опыта, набором необходимых измерительных приборов и пределов измерений, последовательностью измерений и др.);

подготовка бланка отчета с вычерченными по ЕСКД схемами исследований, таблицами для занесения результатов и соответствующими координатными осями для графиков с обозначением откладываемых величин и единиц измерений.



Рис6.2. Рабочий стол с инструментальным комплексом



Рис.6.3. Универсальный лабораторный стенд

Подготовленность студентов проверяется преподавателями во время собеседования перед началом эксперимента или в течение занятия.

Неподготовленные студенты к лабораторным работам не допускаются и выполняют их после соответствующей подготовки в свободное от занятий по расписанию время.

При выполнении лабораторных работ необходимо соблюдать меры безопасности. Перед началом работы в лаборатории все студенты должны сдать зачет по технике безопасности. Многие приборы в лаборатории питаются от сети переменного напряжения 220 В. Следует помнить, что напряжение 220 В опасно для жизни!

После допуска к выполнению работы необходимо окончательно уяснить методику эксперимента, выбрать источники питания, необходимые измерительные приборы и пределы измерений и собрать электрическую схему.

После сборки электрической схемы включать источники питания для проведения эксперимента разрешается только после проверки схемы преподавателем!

Работа считается выполненной, если студент представляет отчет со всеми схемами, таблицами, графиками и вычислениями. Заключительный этап при составлении отчета - написание кратких выводов, которые должны быть результатом самостоятельного творческого анализа проведенного эксперимента и полученных данных.

Глава 7. Лабораторные работы №1-2 Полупроводниковые диоды в схемах выпрямления и стабилизации напряжения, а также высокочастотные и импульсные диоды

Порядок выполнения работы №I

Вольт-амперные характеристики германиевых и кремниевых диодов

I. Собрать схему, приведенную на рис.7.1, учитывая, что германиевый диод VD5, показанный в пунктирном контуре, установлен в ламповом цоколе вместе с выпрямительным мостом и опорными диодами, а в качестве кремниевого диода используется один из диодов упомянутого выпрямительного моста, собранного на диодах VD1-VD4.

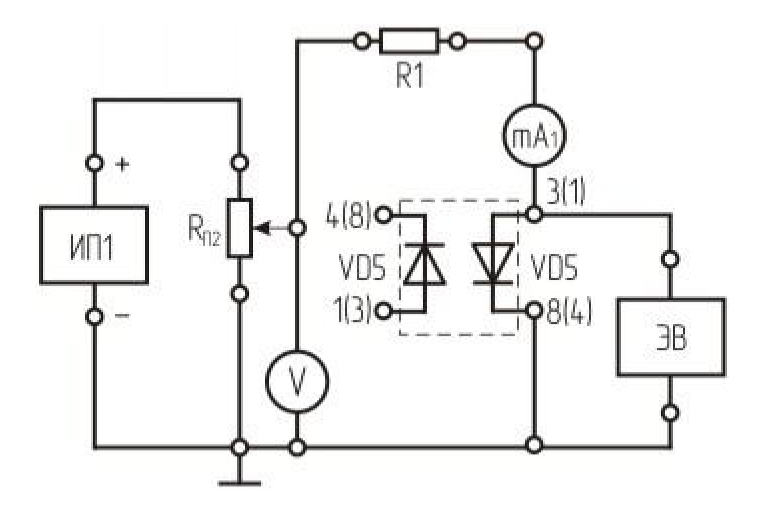


Рис.7.1. Схема для исследования вольт-амперных характеристик германиевых и кремниевых диодов

2. С помощью табл. 6.I зафиксировать предельно допустимые токи и напряжения исследуемых диодов.

Таблица 7.I

Предельные параметры	Типы диодов и диодных микросхем				
	D311A, VD5	KD522Б, VD8-10	КЦ407, VD1-4	КС168А, VD6,7	КВ105Б,VD11
$I_{пр.\,max}$, мА	80	100	300	-	-
$U_{обр.\,max}$, В	30	50	300	-	50
$P_{доп.}$ мВт	-	150	-	100	150
$I_{см.\,max}$, мА	-	-	-	15	-

3. От источника питания ИП1 к потенциометру $R_{п2}$ подвести постоянное напряжение соответствующей полярности и снять прямую и обратную ветви вольт-амперных характеристик исследуемых диодов

$$I_{пр} = f_1(U_{пр}), \qquad I_{обр} = f_2(U_{обр})$$

Резистор R1 (800 Ом) в этом случае играет роль ограничительного сопротивления. Для более наглядного сравнения свойств германиевых и кремниевых диодов целесообразно эти диоды поочередно включать в прямом, а затем в обратном направлении в схему на рис. 1.

Простейшая (однополупериодная) схема выпрямления

1. Собрать схему однополупериодного выпрямителя, приведенную на рис.7.2, используя в качестве нагрузки резистор R7 (2 кОм), а в качестве емкостей $C_ф$ сглаживающего фильтра - конденсаторы C2 и C3 емкостью 1,0 и 50,0 мкФ.

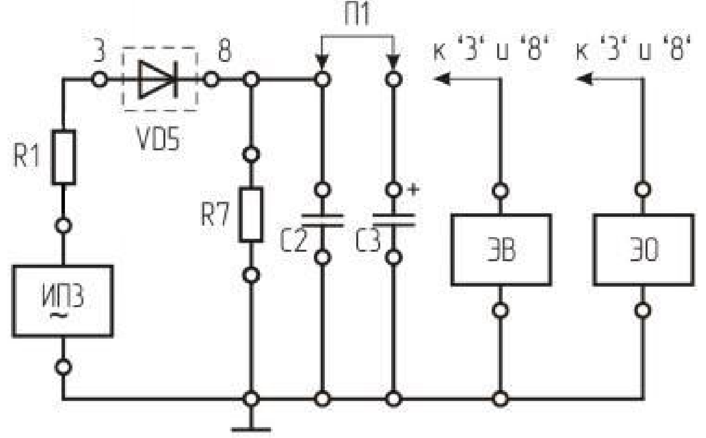


Рис.7.2. Схема для исследования однополупериодного диодного выпрямителя

2. На вход схемы выпрямителя подать напряжение $U_{вх}$ от источника переменного напряжения ИП3 12 В частоты 50 Гц и измерить его с помощью электронного вольтметра (ЭВ).

3. С помощью электронного осциллографа (ЭО) просмотреть и зарисовать форму кривых напряжения на входе выпрямителя, на резисторе нагрузки R7 без фильтра и с различными емкостями фильтра С2 и С3.

4. С помощью вольтметра измерить величины постоянных и переменных составляющих напряжения на нагрузке без емкостей фильтра и с ними. После измерений произвести сравнение:
эффективных значений напряжений на входе выпрямителя и на его выходе при $C_ф = 0$ и $C_ф \neq 0$;
постоянных значений на нагрузке при $C_ф = 0$ и $C_ф \neq 0$;
вычислить коэффициент пульсации по приближенной формуле

$$K_\eta \cong \frac{X_c}{R_н} \qquad (7.1)$$

где X_c - емкостное сопротивление сглаживающего фильтра;
$R_н$ = R7 - нагрузка схемы выпрямления.

Мостовая схема выпрямления

I. Оставить в ламповой панели УЛПI цоколь с собранной в нем мостовой (двухполупериодной) схемой выпрямления и собрать схему, приведенную на рис.7.3. Параллельно перемычке П4 при этом необходимо включить резистор R1 (800 Ом), а перемычки П2 и П3 должны быть удалены.

2. К выходу мостового выпрямителя, содержащего полупроводниковые диоды VD1-VD4, подвести входное напряжение 12 В частоты 50 Гц от источника напряжения ИП3 и с помощью осциллографа проверить и зарисовать форму и измерить величину подводимого к выпрямителю напряжения.

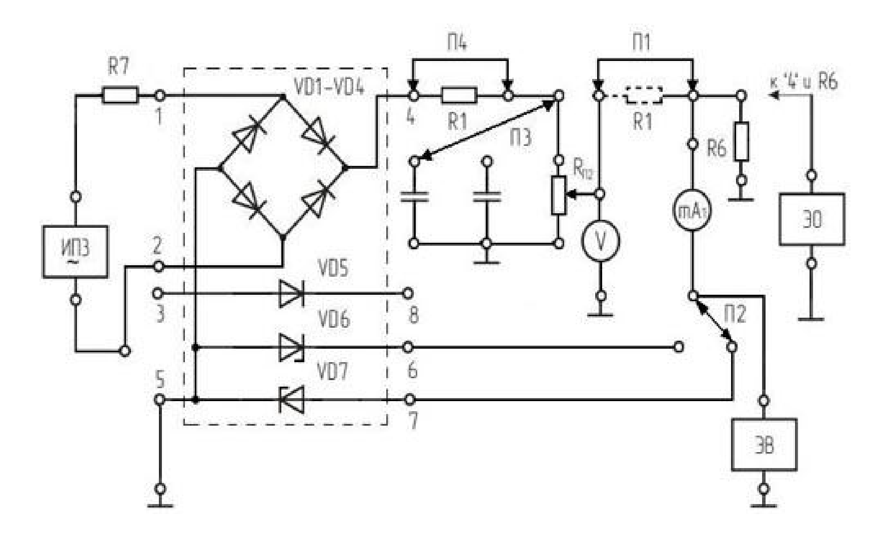


Рис.7.3. Схема для исследования мостового выпрямителя и простейших стабилизаторов напряжения U_ на опорных диодах

3. Произвести аналогичные наблюдения и измерения на выходе схемы (резистор $R_{п2}$) сначала без сглаживающего фильтра (перемычка П3 убрана), а затем при подключенном емкостном фильтре в трех случаях - $C_ф$ = С2 = 1,0 мкФ и $C_ф$ = С3 = 50 мкФ и при подключенном Г-образном RC-фильтре (перемычка П4 отключена).

4. С помощью электронного вольтметра измерить величину постоянных и переменных составляющих напряжения на нагрузке $R_{п2}$ без фильтра $C_ф$ и с подключенными фильтрами (емкостным и Г-образным).

5. Сравнить эффекты выпрямления мостовой схемы и исследованной ранее однополупериодной.

Схема удвоения напряжения

I. Включить в ламповую панель УЛПI цоколь с элементами простейшего умножителя напряжения (диоды VD8, VD9 и конденсатор С емкостью 50,0 мкФ) и собрать схему удвоителя напряжения (рис.7.4).

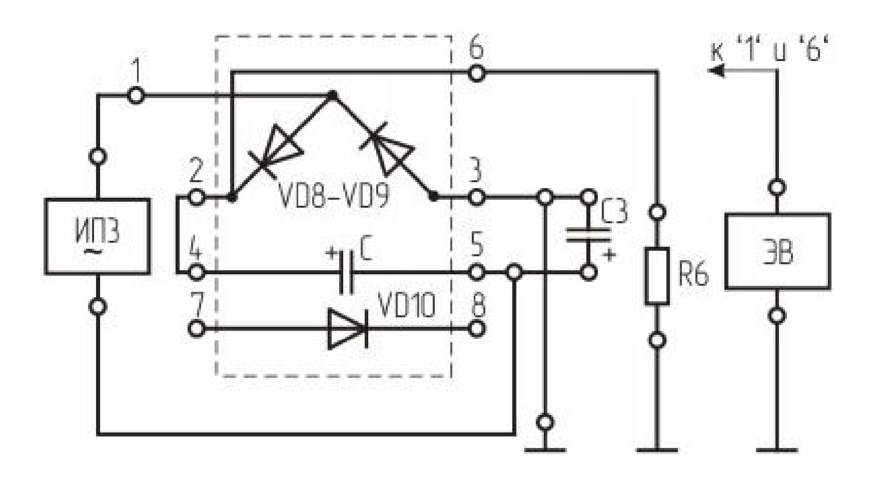


Рис.7.4. Схема для исследования удвоителя напряжения

2. Включить входное напряжение $U_{вх}$ 12В частотой 50 Гц и с помощью электронного вольтметра или осциллографа убедиться в эффекте удвоения напряжения.

Содержание отчета по работе №I

I. Электрические схемы, необходимые для проведения всех исследований, выполненные в соответствии с ЕСКД.

2. Таблицы с результатами измерений и графики полученных зависимостей.

3. Зарисовки осциллограмм кривых, иллюстрирующих работу выпрямительных схем без фильтра и со сглаживающими фильтрами.

4. Краткие самостоятельные выводы по проделанной работе.

Контрольные вопросы к лабораторной работе № I

1. Что такое электронно-дырочный переход и почему он называется запорным слоем?
2. Что такое контактная разность потенциалов?
3. Назовите основные составляющие тока в несмещенном *p-n* переходе.

4. Что такое обратный ток *p-n* перехода и как он зависит от температуры?
5. Какое влияние оказывает внешнее напряжение $U_{пр}$ и $U_{обр}$ на свойства *p-n* перехода?
6. Чем отличаются диффузия и инжекция зарядов?
7. Объяснить основное свойство *p-n* перехода и его вольт-амперную характеристику.

Порядок выполнения работы № 2

Опорные диоды и простейшие схемы стабилизации напряжения

1. Вставить в ламповую панель УЛПI цоколь с опорным диодом VD6, VD7 и собрать схему (см. рис. 3) для работы с ним. При этом вместо перемычки П1, должен быть включен резистор R1, выполняющий роль ограничительного и балластного сопротивлений, перемычка П3 должна быть отключена, а перемычка П4 - включена. Включение перемычки П2 обеспечивает работу опорного диода в режиме стабистора (подключен диод VD7).

2. Снять прямую ветвь вольт-амперной характеристики опорного диода, т. е. зависимость $I_{пр} = f_3(U_{пр})$, используемую при построении схем стабилизации малых напряжений ($U_{ст}$ < 1 В).

3. Для исследования обратной ветви диода в режиме стабилитрона перемычку П2 переключить во второе положение (подключен диод VD6).

4. Снять обратную ветвь вольт-амперной характеристики опорного диода, т. е. зависимость $I_{обр} = f_4(U_{обр})$, которая используется при определении статических и динамических (дифференциальных) сопротивлений диода.

5. Снять характеристику стабилизации $U_{вых} = f_5(U_{вх})$ простейшего параметрического стабилизатора напряжения, использующего опорный диод в режиме стабилитрона. Вычислить коэффициент стабилизации $K_{ст}$ в средней точке участка стабилизации по выражению

$$K_{СТ} = \frac{R_{СТ}}{R_Д} \cdot \frac{R_Д + R_Б}{R_{СТ} + R_Б}, \qquad (7.2)$$

где $R_{CT} = \dfrac{U_{CT}}{I_{CT}}$ и $R_{Д} = \dfrac{\Delta U_{CT}}{\Delta I_{CT}}$ - соответственно статическое и динамическое сопротивление диода в выбранной рабочей точке на вольт-амперной характеристике; $R_{Б}$ - балластное сопротивление параметрического стабилизатора.

Работа высокочастотного диода в импульсном режиме

I. Включить в ламповую панель УЛПI цоколь с высокочастотным импульсным диодом VD10 и собрать схему (рис.7.5) для исследования его работы в динамическом режиме с помощью осциллографа.

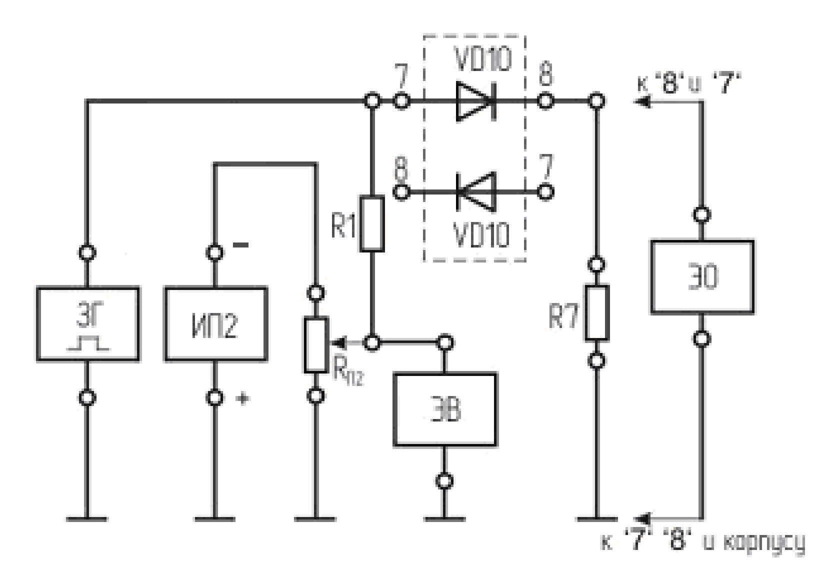


Рис.7.5. Схема для исследования работы высокочастотного диода в импульсном режиме

2. Подать на вход схемы (рис. 5) сигнал $U_{вх}$ в виде последовательности положительных импульсов частоты 10 кГц с импульсного выхода звукового генератора сначала при запертом, а затем при открытом диоде VD10 ($U_{пр} = U_{обр}$ = 0,5 ... 1 В). Зарисовать осциллограммы импульсов, получаемых на входе схемы, диоде VD10 и нагрузке диода VD10 резисторе R7 (2 кОм) при трех, четырех значениях амплитуды импульсов, когда $U_{имп}$ > 1 В.

3. С помощью полученных осциллограмм оценить время установления прямого сопротивления (напряжения) диода $t_{уст}$ и восстановления $t_{вос}$ обратного сопротивления диода, а также построить зависимости $t_{уст} = f(U_{имп})$ и $t_{вос} = f(U_{имп})$.

4. Включить в ламповую панель УЛПI цоколь с выпрямительным (низкочастотным) диодом VD4 и, аналогичным образом оценив его динамические характеристики, сравнить ключевые свойства плоскостных выпрямительных и импульсных диодов.

Вольт-фарадные характеристики варикапа и электронная схема настройки LC-контура

I. Зависимость барьерной емкости высокочастотного диода-варикапа от величины обратного напряжения, т. е. функцию вида $C_б = f(U_{обр})$, получившую название вольт-фарадной характеристики, изучают с помощью схемы, приведенной на рис.7.6. Основная ее часть, содержащая элементы колебательного контура $L_к$ (500 мкГн), $C_к$ (1000 пФ) и варикап VD11, также собрана в ламповом цоколе. Емкость C2 (1,0 мкФ) разделительная, причем C2 >> $C_б$.

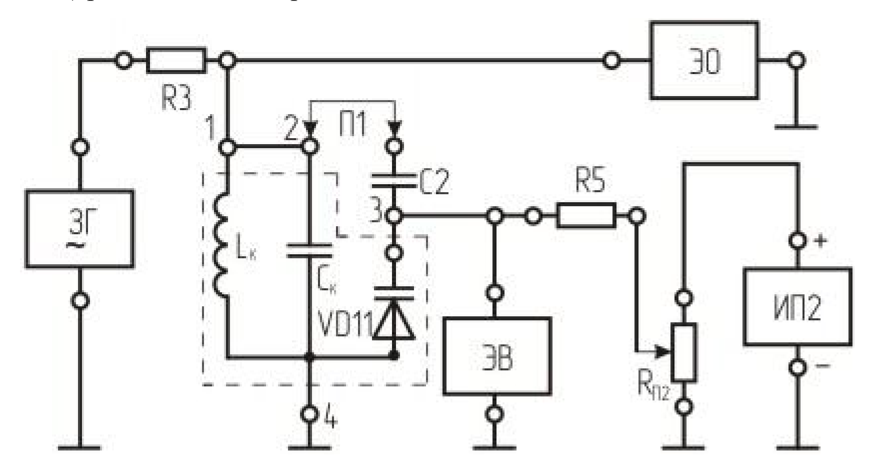


Рис.7.6. Схема для исследования вольт-фарадной характеристики варикапа и электронной перестройки LC-контура

2. Обратное напряжение на варикап подается от выпрямителя ИП2 через потенциометр $R_{п2}$ и добавочный резистор R5, а измеряется электронным вольтметром (ЭВ).

3. Высокочастотное напряжение с частотой порядка 180-200 кГц подается от звукового генератора (ЗГ) через резистор R3 (15 кОм). Резонанс токов в параллельном контуре фиксируется с помощью осциллографа по максимуму амплитуды сигнала.

4. Методика снятия вольт-фарадной характеристики варикапа основана на изменении резонансной частоты колебательного контура при внесении в него барьерной емкости $C_б$ и сводится к следующим действиям:

по шкале звукового генератора определить собственную частоту f_0 контура $L_к C_к$ (перемычка П1), причем

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_к C_к};$$

подключить к контуру варикап VD11 с помощью перемычки П1 и определить новую резонансную частоту контура $f_р$ при $U_{обр} = 0$,

$$f_р = 1/2\pi\sqrt{L_к\left(C_Б + C_к\right)};$$

вычислить искомую барьерную емкость $C_б$ по формуле

$$C_Б = C_к\left[\left(\frac{f_0}{f_р}\right)^2 - 1\right],$$

которая получается из двух приведенных выше выражений для частот f_0 и $f_р$ (в данном контуре $C_к$ = 1000 пФ); проделать аналогичные измерения и вычисления для 3, 4 значений обратного напряжения $U_{обр}$ с учетом предельно допустимых параметров варикапа приведенных в табл. I.

5. Проверить работу собранной схемы в режиме электронной настройки LC-контура варикапом. Для этого производят расстройку звукового генератора относительно $f_р$, затем снова добиваются резонанса в контуре путем изменения величины обратного напряжения на варикапе.

Содержание отчета по работе № 2

I. Электрические схемы необходимые для проведения всех исследований, выполненные в соответствии с ЕСКД.
2. Вольт-амперные характеристики опорного диода и характеристики стабилизации параметрического стабилизатора напряжения.
3. Эпюры напряжений и токов импульсного диода и зависимости $t_{уст} = f(U_{имп})$ и $t_{вос} = f(U_{имп})$. Сравнение ключевых параметров низкочастотного и высокочастотного диодов.
4. Графики зависимостей $C_б = f(U_{обр})$ и $f_р = f(U_{обр})$ для высокочастотного диода-варикапа.
5. Краткие самостоятельные выводы по проделанной работе.

Контрольные вопросы к лабораторной работе № 2

1. Что такое пробой *p-n* перехода? Какое практическое значение теплового и электрического пробоя?
2. Перечислите основные параметры стабилитрона.
3. Что такое стабисторы и двуханодные стабилитроны?
4. С чем связано появление выброса напряжения на переходной характеристике при включении импульсного диода?
5. Как изменяются ток и напряжение на диоде при его включении?
6. Что такое время установления $t_{уст}$ и время восстановления $t_{вос}$?
7. Как зависят времена установления и восстановления от амплитуды прямого и обратного тока?
8. Каковы способы уменьшения времени жизни неосновных носителей заряда?
9. Что такое барьерная и диффузионная емкость?
10. Как зависит величина барьерной емкости от напряжения на диоде?

Глава 8. Лабораторные работы №3-4 Биполярный транзистор в режимах постоянного тока и усиления малых сигналов

Порядок выполнения лабораторной работы № 3.

Статические эмиттерные и коллекторные характеристики биполярного транзистора в схеме ОБ

1. Собрать схему, приведенную на рис8.1 (перемычка П1 включена). Особо обратить внимание на то, что питание эмиттерной и коллекторной цепей производится не прямо от источников ИП1 и ИП2, а через потенциометры $R_{п1}$ $R_{п2}$ на УЛПI.

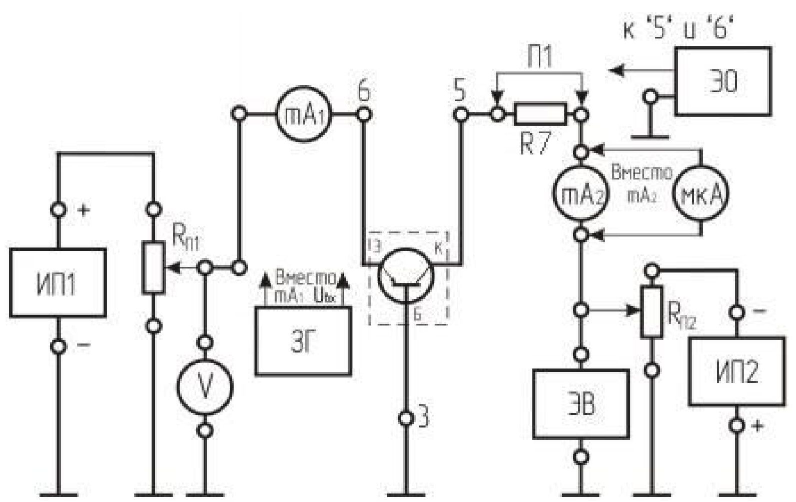


Рис.8.1. Схема соединений для исследования биполярного транзистора, включенного по схеме ОБ

2. С помощью табл. 2 зафиксировать предельно допустимые токи и напряжения исследуемых биполярных транзисторов.

Таблица 8.1

Предельно допустимые параметры	Типы исследуемых транзисторов			
	КТ503Б (n-p-n)	ГТ320В (p-n-p)	КТ3 2Б (n-p-n)	ГТ328 (p-n-p)
$I_{К\ max}$, мА	300	150	30	10
$U_{КБ\ max}$, В	40	20	35	15
$U_{КЭ\ max}$, В	25	9	35	15
$U_{ЭБ\ max}$, В	5	3	4	0,25
$P_{К\ max}$, мВт	500	200	225	50

3. Снять входные (эмиттерные) характеристики транзистора $I_Э = F(U_{ЭБ})|_{UКБ\ =\ CONST}$ для напряжений $U_{КБ}$ = 0 В и 5 В (полярность источников эмиттерного и коллекторного напряжений выбрать в зависимости от типа транзистора), изменяя эмиттерное напряжение в пределах от нуля примерно до 0,3 ... 0,7 В в зависимости от полупроводника, из которого изготовлен транзистор.

4. Снять выходные (коллекторные) характеристики транзистора $I_K = F(U_{КБ})$ при $I_Э$ = 0 мА, 1 мА, 2 мА, 3 мА и изменяя $U_{КБ}$ в пределах от 0 до 15 В, но не превышая значения $U_{КБ\ max}$. Следует отметить, что при $I_Э$ = 0 ток $I_K = I_{K0}$ и не превышает единиц-десятков микроампер, поэтому на время измерения этого тока следует заменить миллиамперметр в коллекторной цепи транзистора микроамперметром.

5. Снять коллекторную вольт-амперную характеристику в области насыщения, используемую в режимах переключения. Для этого при каком-либо заданном токе $I_Э$ и малом напряжении $U_Б$ (не более 0,3 В) изменить полярность коллекторного напряжения питания и получить зависимость $I_K = F(U_{КБ})$ при уменьшении напряжения $U_{КБ}$ до нуля.

6. Исследовать вольт-амперную характеристику транзистора в инверсном режиме работы, когда эмиттерный и коллекторный переходы меняются местами, т. е. когда эмиттерный переход закрывается, а коллекторный открывается. Поскольку при выполнении п. 5 в режиме насыщения оба перехода были открыты, то для перевода транзистора в инверсный режим достаточно изменить полярность напряжения $U_{ЭБ}$. После этого снять коллекторную характеристику при одном значении $I'_Э = I_{К\ БЫВШ}$.

Амплитудная и амплитудно-частотная характеристики простейшего усилителя, собранного по схеме ОБ

1. В схеме, приведенной на рис. 7, снять перемычку П1, замыкающую накоротко резистор нагрузки $R_н$ = R7 = 2 кОм и подготовить для работы звуковой генератор ЗГ и электронный осциллограф ЭО.

2. С помощью потенциометра $R_{п2}$, пользуясь электронным вольтметром ЭВ, установить напряжение питания $E_к$ = 10 В, вычислить координаты загрузочной прямой при $U_{КБ} = 0$:

$I_{max} = E_к/R_н$,

приближенно выбрать рабочую точку транзистора, считая, что в рабочей точке $I_к \approx I_{max}/2 = E_к/2(R7) \approx I_э$.

3. Изменяя потенциометром $R_{п1}$ напряжение $U_{ЭБ}$, установить требуемые токи $I_э \approx I_к$ и вместо миллиамперметра $мА_1$, включить источник входного сигнала - звуковой генератор ЗГ.

4. Пользуясь осциллографом ЭО, как показано на рис. 7, снять амплитудные характеристики усилителя ОБ $U_{вых} = F(U_{вх})$ при постоянной частоте сигнала, задаваемой преподавателем.

Входное напряжение $U_{вх}$ с фиксированной частотой f, подаваемое от звукового генератора ЗГ, изменять от 0 до 500 мВ (регистрировать не более 10 - 12 точек).

5. Вычислить коэффициент усиления для измеренных значений по формуле $K_и = U_{вых}/U_{вх}$.

6. Снять частотные характеристики $K_и = F(f)$ при $U_{вх}$ = const = 50 мВ. Частоту входного напряжения изменять от 20 Гц до 200 кГц (регистрировать не более 10 - 12 точек). Особое внимание обратить на особенности амплитудно-частотной характеристики в низкочастотном (до 1000 Гц) и высокочастотном (более 100 кГц) диапазонах.

Содержание отчета по работе № 3

1. Электрические схемы, необходимые для проведения исследований, выполненные в соответствии с ЕСКД.
2. Таблицы с результатами измерений и графики функций:
$I_Э = F(U_{ЭБ})$ при $U_{КБ}$ = const;
$I_К = F(U_{КБ})$ при $I_Э$ = const;

$I_К = F(U_{КБ})$ в области насыщения, т. е. при $U_{КБ} > 0$ и $I_Э$ = const (одну зависимость);
$I_К = F(U_{КБ})$ в инверсном режиме при одном значении тока $I'_Э = I_{К\ бывш}$.
3. Вычисление следующих параметров биполярных транзисторов в схеме ОБ по семействам статических характеристик в рабочей точке при $E_к$ = 10 В и $R_н$ = R7 = 2 кОм:
коэффициента передачи эмиттерного тока

$$h_{21Б} = \alpha \cong \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Э} \text{ при } U_{КБ} = \text{const};$$

крутизны характеристики прямой связи биполярного транзистора $I_К = F(U_{ЭБ})$ по формуле

$$S_Б = \frac{\Delta I_К}{\Delta U_{ЭБ}} = \frac{h_{21Б}}{h_{11Б}} = \frac{\alpha}{R_{ВХ\ Б}}; \qquad (8.1)$$

величины найденного экспериментального тока $I_{К0}$.
4. Таблицы с результатами измерений и графики функций
$U_{вых} = F(U_{вх})$ при частоте сигнала f = const.
$K_и = F(f)$ при амплитуде входного сигнала $U_{вх}$ = const.
5. Краткие самостоятельные выводы по выполненной работе.

Контрольные вопросы к лабораторной работе № 3

1. В чем отличие между транзисторами *p-n-p* и *n-p-n* типов?
2. Что такое коэффициент инжекции?
3. Что такое коэффициент переноса?
4. Что такое эффект модуляции ширины базы (эффект Эрли)?
5. Как и почему влияет напряжение $U_{КБ}$ на положение входной статической характеристики в схеме ОБ?
6. Какие процессы в структуре транзистора определяют ток в выводе базы?
7. Как связаны токи эмиттера, базы и коллектора?
8. Почему выходные вольт-амперные характеристики в схеме ОБ заходят за ось ординат?
9. Как с помощью коллекторных и эмиттерных характеристик определить *h*-параметры транзистора в схеме с ОБ?
10. Что такое насыщение и отсечка в биполярном транзисторе? Показать эти области на вольт-амперных характеристиках транзистора, включенного по схеме ОБ.

Порядок выполнения работы № 4.

Статические базовые и коллекторные характеристики в схеме ОЭ

1. Собрать схему для исследования статических характеристик, приведенную на рис.8.2 (перемычки П1 и П2 включены). Питание базовой и коллекторной цепей производится через потенциометры $R_{П1}$ и $R_{П2}$ на УЛП1. При этом полярность источников питания должна соответствовать исследуемому типу транзисторов (*p-n-p* или *n-p-n*).

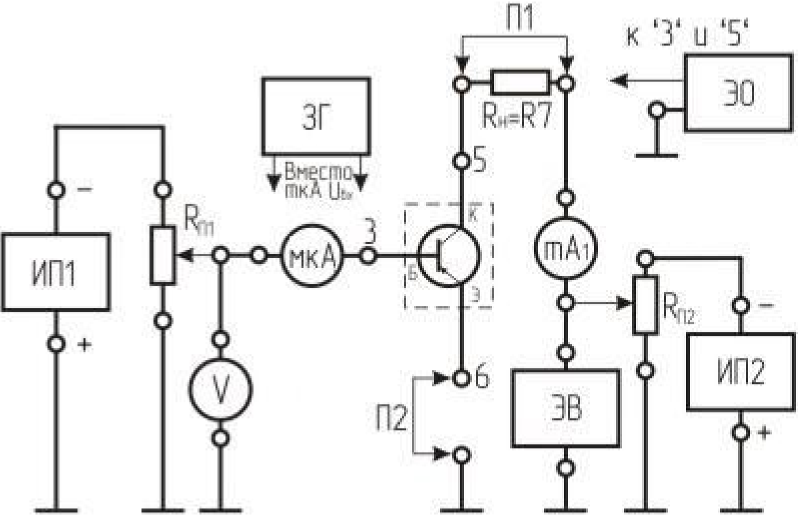


Рис. 8.2. Схема для исследования статических и динамических характеристик биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ

2. С помощью табл. 2 или справочника по транзисторам [9] зафиксировать предельно допустимые параметры исследуемых транзисторов.

3. Снять входные (базовые) характеристики $I_Б = F(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = 0$ и $U_{КЭ}$ = 5 В (полярность напряжений $U_{БЭ}$, $U_{КЭ}$ определяется типом транзистора), изменяя базовое напряжение в пределах от 0 В до 0,3 - 0,7 В в зависимости от материала, из которого изготовлен транзистор.

4. Снять выходные (коллекторные) характеристики транзистора $I_К = F(U_{КЭ})$ при $I_Б$ = 100, 200 и 300 мкА, изменяя напряжение $U_{КЭ}$ от нуля до 15 В, однако не превышая значения $U_{КЭ\ max}$.

Обратить особое внимание на начальные участки этих характеристик, отделяющие область насыщения от активной области. Обычно напряжение $U_{КЭ}$, при котором происходит переход от зоны насыщения в активную, не превышает 0,1 ... 0,5 В. Точки этого перехода должны быть зафиксированы с высокой точностью и показаны при графическом построении выходных характеристик.

5. Измерить величину "сквозного" тока транзистора $I_{КО(Э)}$, протекающего сквозь всю структуру при нулевом базовом токе $I_Б$ = 0. Для этого необходимо:

от клеммы 3 отсоединить все проводники, т. е. создать режим обрыва базы;

установить напряжение $U_{КЭ}$ = 5 В;

вместо коллекторного миллиамперметра включить на время этого измерения микроамперметр и произвести измерение тока $I_{КО(Э)}$;

вернуть схему в исходное положение.

Исследование транзистора в схеме ОЭ в динамическом режиме

1. Снять перемычку П1, замыкающую резистор нагрузки $R_Н$ = R7 = 2 кОм и подготовить к работе генератор ЗГ и осциллограф ОЭ.

2. Снять динамическую характеристику прямой связи $I_К = F(I_Б)$ при $E_К$ = 10 В и $R_Н$ = R7 = 2 кОм. Эта характеристика состоит из двух участков: нарастающего, отражающего активные свойства транзистора в соответствии с уравнением для схемы ОЭ

$$I_К = I_{КО(Э)} + h_{21Э} I_Б \tag{8.2}$$

и пологого, отражающего важное свойство транзистора в режиме насыщения - независимость тока $I_К$ от входного тока $I_Б$. Активный участок на этой характеристике ограничен токами базы насыщения $I_{Б\ нас}$ и отсечки $I_{Б\ отс}$, причем

$$I_{Б\ НАС} = \frac{|E_К|}{h_{21Э} R_Н};$$

(8.3)

$$I_{Б\ ОТС} = -I_{КО}.$$

3, На середине активного участка динамической характеристики выбрать рабочую точку, которая определяет режим работы схемы по постоянному току. Практически для этого следует максимальный ток $I_{K\,max}$ вблизи области насыщения уменьшить в два раза.

4. От звукового генератора ЗГ подать сигнал - несколько мВ частоты 100-200 кГц на вход схемы (ЗГ включить вместо микроамперметра).

5. С помощью осциллографа измерить сигналы на входе и выходе простейшего усилителя и определить величину модуля коэффициента усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \qquad (8.4)$$

6. С помощью осциллографа убедиться, что при изменении выбранного режима, заданного положением рабочей точки, и приближении к режимам насыщения и отсечки усиление сигнала падает, появляются искажения формы выходного сигнала, а затем активность транзистора исчезает полностью.

Варианты питания транзистора в схеме ОЭ от одного источника

1. Схема для исследования вариантов питания транзистора в схеме ОЭ от одного источника приведена на рис.8.3 (перемычка П1 отключена). При сборке этой схемы резистор $R_{Б1}$ соединяется с источником коллекторного питания E_K.

2. Для схемы питания фиксированным током базы резистор $R_{Б2}$ отключен, рассчитать величину резистора $R_{Б1}$ по формуле

$$R_{Б1} = \frac{|E_K|}{I_{OБ}} = \frac{|E_K| h_{21Э}}{I_{0K}}, \qquad (8.5)$$

где $I_{OБ}$, I_{OK} - значения токов базы и коллектора в рабочей точке; $h_{21Э}$ - параметр прямой передачи, равный коэффициенту передачи базового тока β, и определяемый по снятым ранее коллекторным характеристикам и нагрузочной прямой, соответствующей E_K = 10 В и R_H и R7 = 2 кОм.

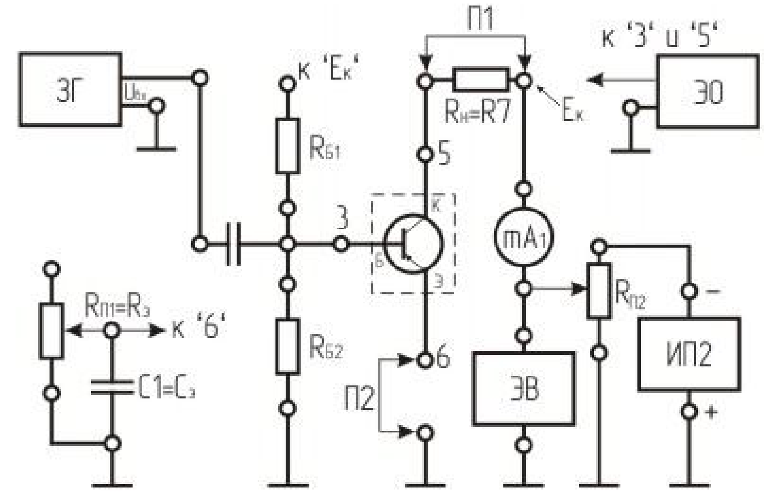


Рис.8.3. Схема для исследования вариантов питания транзистора в схеме ОЭ от одного источника

3. На УЛП1, пользуясь спецификацией элементов, приведенной в приложении, выбрать и подключить ближайший по номиналу резистор и подвести от генератора ЗГ через емкость C_p = С2 выходной сигнал частотой 100 ... 200 кГц. С помощью осциллографа проверить усилительные свойства схемы, вычислив K_U согласно (6).

Поскольку изменения коллекторного тока I_K в наибольшей степени обусловлены температурными изменениями тока I_{K0}, то коэффициент температурной нестабильности тока I_K равен $S_H = \Delta I_K / \Delta I_{K0}$. Для его уменьшения используют отрицательные обратные связи (ООС) по току и напряжению, в частности ООС по току за счет включения в цепь эмиттера резистора $R_Э$.

4. С помощью выражения

$$S_H = \frac{h_{21Э}}{1 + \nu \cdot h_{21Э}}, \qquad (8.6)$$

где $\nu = \dfrac{R_Э}{R_Э + R_{Б1}}$ - коэффициент токораспределения сквозного тока ($R_{Б1}$ = расч., $R_Э = R_{П1}$), для вышерассмотренной схемы вычислить коэффициент температурной нестабильности коллекторного тока I_K.

5. Попытаться посредством отрицательной обратной связи по току через резистор $R_Э$ = $R_{П1}$, подключаемый в эмиттерную цепь транзистора вместо перемычки П2, снизить коэффициент нестабильности до приемлемой величины (для германиевых транзисторов $S_{H\ ОПТ}$ равен 3 ... 5, и для кремниевых - 4 ... 8), определив из соотношения (8) величину $R_Э$. Сделать вывод о целесообразности такой попытки.

6. Для схемы питания транзистора фиксированным потенциалом базы (резисторы $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ подключены) при заданном коэффициенте нестабильности S_H = 4 и $R_Э$ = $R_{П1}$ = 680 Ом рассчитать требуемые величины резисторов $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$, образующих делитель для питания обоих переходов транзистора от одного источника питания:

$$R_{Б1} = \frac{E_K(S_H - 1)}{I_{0K} - S_H I_{K0}}$$

(8.7)

$$R_{Б2} = \frac{R_Э R_{Б1}(S_H - 1)}{R_{Б1} - R_Э(S_H - 1)}.$$

7. На УЛП1, пользуясь спецификацией элементов в приложении, выбрать и подключить ближайшие по номиналу резисторы, подать от звукового генератора входной сигнал и с помощью осциллографа проверить усилительные свойства схемы и вычислить K_U для двух случаев температурной стабилизации:

в цепи эмиттера транзистора имеется элемент ООС по постоянному и переменному току ($R_Э \neq 0$, $C_Э = 0$);

в цепи эмиттера имеется элемент ООС только по постоянному току ($R_Э \neq 0$, $C_Э \neq 0$).

<u>Содержание отчета по работе № 4</u>

1. Электрические схемы, используемые при исследовании и выполненные по ЕСКД.
2. Таблицы с результатами измерений и графики зависимостей:

$I_Б = F(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ}$ = 0 В и 5 В

$I_K = F(U_{КЭ})$ при $I_Б$ = 0, 100, 200 и 300 мкА

с обязательной фиксацией точек перехода от области насыщения к активной области;

$I_K = F(U_Б)$ при E_K = 10 В и R_H = R7 = 2 кОм с обязательным определением характерных значений базового тока. $I_{Б\ НАС}$, $I_{Б\ ОТС}$ и обозначением выбранной рабочей точки O' в середине активной области.

3. Построение на коллекторных статических характеристиках нагрузочной прямой для выбранного режима по постоянному току (R_H = R7 = 2 кОм и E_K = 10 В) и выбор рабочей точки O' для проверки усиления.
4. Расчет в рабочей точке O' h - параметров биполярного транзистора в схеме ОЭ $h_{11Э}$, $h_{21Э}$, $h_{12Э}$, $h_{22Э}$, а также крутизны динамической характеристики прямой связи $I_K = F(U_{БЭ})$:

$$S_Э = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{БЭ}} = \frac{h_{21Э}}{h_{11Э}}; \qquad (8.8)$$

$$K_U = \frac{h_{21Э} R_H}{h_{11Э} + \Delta h R_H}, \text{ где } \Delta h = \begin{vmatrix} h_{11Э} & h_{12Э} \\ h_{21Э} & h_{22Э} \end{vmatrix} \qquad (8.9)$$

5. Результаты вычислений величин режимных резисторов $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ для схем питания транзистора от одного источника экспериментального определения коэффициентов усиления K_U для всех трех схем усиления с учетом эмиттерной стабилизации.
6. Краткие самостоятельные выводы по проделанной работе.

<u>Контрольные вопросы к лабораторной работе № 4</u>

1. Каким образом напряжение $U_{КЭ}$ влияет на положение входной (базовой) характеристики в схеме ОЭ?
2. Почему наклон выходных (коллекторных) характеристик в схеме ОЭ больше, чем в схеме ОБ?
3. Почему выходные характеристики в схеме ОЭ выходят приблизительно из начала координат, а в схеме ОБ заходят в область отрицательных значений коллекторного напряжения?
4. Почему входные характеристики в схеме ОБ выходят из начала координат, а в схеме ОЭ заходят за ось абсцисс?
5. Как связаны коэффициенты передачи тока в схемах ОБ и ОЭ?
6. Каков физический смысл каждого из h-параметров транзистора?
7. Какая из схем включения транзистора имеет наибольшее усиление по мощности?
8. По какой причине сопротивление запертого коллекторного перехода $r_{К(Б)}$ в схеме ОБ больше, чем в схеме ОЭ?
9. Написать основные условия инжекции, экстракции в малой рекомбинации для транзисторов *p-n-p* и *n-p-n* структур.
10. Какой ток течет в выводе коллектора в режиме отсечки?
11. Чем определяется температурная нестабильность коллекторного тока?
12. Назовите и охарактеризуйте основные схемы питания биполярных транзисторов от одного источника.

Глава 9. Лабораторная работа №5
Полевые транзисторы

Порядок выполнения лабораторной работы.

Статические характеристики полевого транзистора с *p-n* переходом

1. С помощью табл.9.1 зафиксировать предельно допустимые параметры исследуемых полевых транзисторов.

Таблица 9.1

Предельно допустимые параметры	Типы полевых транзисторов		
	Унитрон КП103Г	Унитрон КП303А	МДП-транзистор КП305В со встроенным каналом
Тип канала	p	n	p
$I_{c\ max}$, мА	2	20	15
$U_{си\ max}$, В	10	25	15
$U_{зи\ max}$, В	10	30	± 15
P_{max}, мВт	–	200	150

2. Собрать схему, приведенную на рис.9.1, использовав в цепях питания затвора и стока транзистора VT переменные резисторы $R_{П1}$ и $R_{П2}$. Полярность питающих напряжений $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ выбрать в соответствии с типом канала исследуемого полевого транзистора.

3. Снять статические стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора с p-n переходом $I_C = F(U_{СИ})$ при напряжениях на затворе $U_{ЗИ}$, равных нулю, 0,5 и 1,0 В. Определить потенциал на затворе $U_{ОТС}$, при котором происходит отсечка тока стока I_C, а также напряжение насыщения $U_{СИ\ НАС}$ при $U_{ЗИ} = 0$, при котором начинается ограничение (насыщение) тока стока I_C. Убедиться в справедливости приближенного равенства

$$|U_{СИ\ НАС}|_{UЗИ=0} \approx |U_{ОТС}|.$$

4. Снять стоко-затворные (переходные) характеристики полевого транзистора с *p-n* переходом $I_C = F(U_{ЗИ})$ при напряжениях на стоке $U_{СИ}$, равных 2, 5 и 10 В.

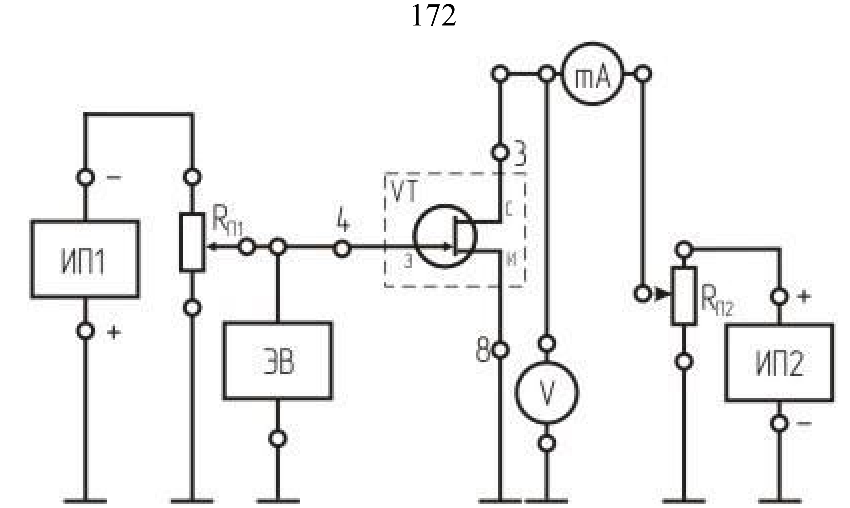


Рис.9.1. Схема для исследования статических вольт-амперных характеристик полевых транзисторов

Статические характеристики МДП-транзистора

1. Определить по табл. 3 тип канала и параметры исследуемого МДП-транзистора, определить необходимые полярности напряжений $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$, подключаемых к выводам транзистора.

2. В схему, используемую в предыдущем опыте собранную согласно рис. 10, вставить пластмассовую панельку с МДП-транзистором.

3. Снять стоковые (выходные) характеристики транзистора $I_C = F(U_{СИ})$ при напряжениях на затворе $U_{ЗИ}$, равных нулю, а также в режимах обогащения и обеднения при $U_{ЗИ}$ 0,3 и 0,6 В, если исследуемый транзистор со встроенным каналом или при этих же напряжениях в режиме обогащения, если транзистор с индуцируемым каналом. Полярность напряжения $U_{ЗИ}$ в режимах обогащения и обеднения определяется типом канала исследуемого МДП-транзистора. Зафиксировать напряжения насыщения $U_{СИ\ НАС}$ и соответствующие им токи стока I_C.

4. Снять стоко-затворные характеристики $I_C = F(U_{ЗИ})$ при напряжениях $U_{СИ}$, равных 5 и 10 В. Напряжение на затворе для МДП-транзистора со встроенным каналом менять в пределах от $|U_{ЗИ}| = 0{,}6$ В до такого положительного или отрицательного значения, при котором возникает

отсечка тока, когда $I_C = 0$. Для прибора с индуцированным каналом напряжение $U_{ЗИ}$ менять от нуля до 3 В, зафиксировав при этом пороговое напряжение $U_{ПОР}$, при котором появляется заметный ток стока. Напряжение отсечки $U_{ОТС}$ может быть использовано для нахождения ТСТ, так как для МДП-транзистора со встроенным каналом *n*-типа напряжение на затворе, соответствующее ТСТ находят по формуле

$$U_{ЗИ\,ТСТ} = 0{,}87 - U_{ОТС}. \qquad (9.1)$$

Схема усиления и истокового повторителя на полевом транзисторе с *p-n* переходом

1. Собрать схему, показанную на рис.9.2, выбрав полярность подключения источника питания ИП2 в зависимости от типа канала, используемого полевого транзистора (перемычка П1 включена, а перемычка П2 отключена).

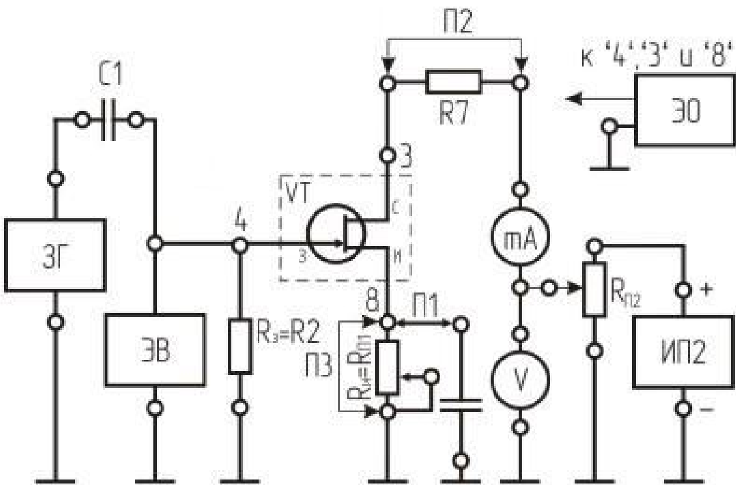


Рис.9.2. Схема для исследования работы полевых транзисторов в простейших усилителях

2. Установить напряжение стокового питания, снимаемое с потенциометра $R_{П2}$, равным 10 В, а напряжение $U_{ЗИ} = 0$, замкнув для этого резистор в цепи истока $R_H = R_{П1}$ перемычкой П3.

3. С выхода звукового генератора ЗГ подать на вход транзистора сигнал амплитудой несколько десятков мВ частотой 100 ... 200 кГц.

Измерить амплитуды входного $U_{ВХ}$ и выходного $U_{ВЫХ}$ сигналов, а затем определить величину модуля коэффициента усиления по напряжению K_U.

4. Снять перемычку П3 и проследить за изменением величины K_U при различных величинах сопротивления резистора R_H, когда последний зашунтирован конденсатором C_H (имеется отрицательная обратная связь только по постоянному току).

5. Отключить конденсатор C_H сняв перемычку П1, и объяснить изменение величины коэффициента усиления по напряжению.

6. Включить перемычку П2, установив предварительно такую величину сопротивления резистора $R_H = R_{П2}$, чтобы обеспечить величину K_U, равную единице.

7. Подключить вход осциллографа ЭО к резистору R_H (см. рис. 11, точка "8") и убедиться в способности истокового повторителя повторять сигнал $U_{ВХ}$ не только по величине и форме, но и по фазе.

Содержание отчета

1. Электрические схемы для исследования полевых транзисторов, выполненные в соответствии с ЕСКД.
2. Таблицы с результатами измерений и графики зависимостей:

$$\left.\begin{matrix} I_C = F(U_{СИ}) \\ I_C = F(U_{ЗИ}) \end{matrix}\right\} \text{ для полевого транзистора с } p\text{-}n\text{-переходом;}$$

$$\left.\begin{matrix} I_C = F(U_{СИ}) \\ I_C = F(U_{ЗИ}) \end{matrix}\right\} \text{ для МДП-транзистора.}$$

3. На стоковых характеристиках полевого транзистора с *p-n* переходом провести нагрузочную прямую для напряжения питания $E_{СИ}$ = 10 В, R_H = R7 = 2 кОм. В рабочей точке *A*, соответствующей напряжению $|U_{ЗИ}|$ = 0,5 В, определить основные параметры S; R_i; I_C; $U_{СИ}$ и мощность, рассеиваемую стоком.
4. Результаты экспериментальной проверки работы полевого транзистора в схемах усилителя и истокового повторителя. С помощью выражения

$$K_U \approx S R_H$$

вычислить величину коэффициента усиления K_U для выбранного выше режима и сравнить его с данными эксперимента.

5. Для МДП-транзистора со встроенным каналом определить положение температурно-стабильной точки режима, соответствующего $U_{СИ}$ = 5 В, воспользовавшись стоко-затворными характеристиками и формулой (12).

Контрольные вопросы

1. Какие приборы относятся к классу приборов с полевым (потенциальным) управлением? В чем их преимущество перед биполярными транзисторами, управляемыми током?
2. Как устроен полевой транзистор с *p-n* переходом (унитрон) и какую роль в нем играет *p-n* переход?
3. Как осуществляется модуляция ширины канала?
4. Как объяснить ограничение роста тока I_C при росте напряжения $U_{СИ}$?
5. Изобразите стоковые и стоко-затворные характеристики унитрона. Поясните происхождение различных областей на них.
6. Поясните смысл напряжений насыщения и отсечки тока I_C. Как они связаны?
7. Как определяются основные дифференциальные параметры полевых транзисторов?
8. Что такое ТСТ? В чем ее практическая ценность?
9. Изобразите эквивалентные схемы полевого транзистора для диапазона высоких и низких частот.
10. Изобразите простейшую схему усилителя на транзисторе с *p-n* переходом.
11. Из каких соображений выбирают элементы R_H и C_H в цепи истока унитрона? Какие функции выполняет эта цепочка?
12. Что такое транзистор с изолированным затвором и в чем его основное отличие от транзистора с *p-n* переходом и биполярного транзистора?
13. Что означают термины "обогащение канала", "обеднение канала", "индуцированный канал"?
14. Какими возможностями обладает МДП-транзистор со встроенным каналом? Изобразите его вольт-амперные характеристики.
15. Поясните принцип действия МДП-структуры с индуцированным каналом. Как в полупроводнике p-типа создать электронный канал?
16. Какой вид имеют вольт-амперные характеристики транзистора с индуцированным каналом?
17. Как по ГОСТу обозначаются полевые транзисторы? Как по их обозначению узнать тип канала и его состояние?

Глава 10. Лабораторная работа №6
Диодные и триодные тиристоры

Порядок выполнения лабораторной работы

Вольт-амперные характеристики диодного тиристора (динистора)

1. Собрать схему для исследования диодных и триодных тиристоров, приведенную на рис. 10.1. обратить внимание, что анодные цепи исследуемых приборов питаются через потенциометр $R_{П2}$ от источника напряжения ИП2, а цепь управления триодного тиристора VD1 запитана через потенциометр $R_{П1}$ от источника напряжения ИП1 (перемычки П1 и П2 отключены, а перемычка П3 подключена).

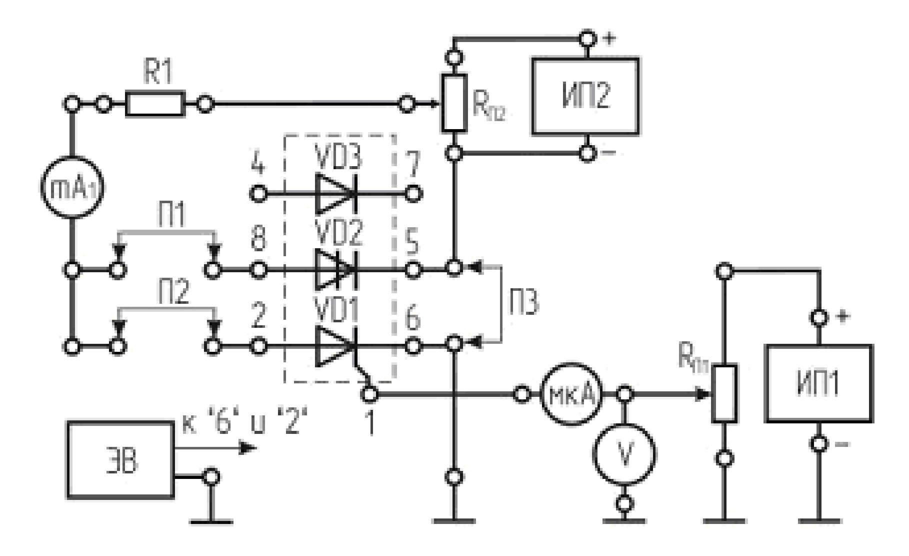


Рис. 10.1. Схема для исследования вольт-амперных характеристик динисторов и тиристоров

2. Ознакомиться с предельно допустимыми значениями токов и напряжений исследуемых приборов с помощью табл.10.1.

Таблица 10.1

Предельно допустимые параметры приборов	Типы исследуемых диодных и триодных тиристоров		
	КН102А	КУ104А	КУ105Б
$I_{отк.max}$, мА	200	25	50
$U_{обр.max}$, В	18	6	15
$P_{доп}$, мВт	–	200	75

3. Снять вольт-амперную характеристику диодного тиристора (динистора), т. е. зависимость $I_a = F(U_a)$. Для выполнения этого пункта необходимо подключить перемычку П1 и проделать следующие операции:

увеличить анодное напряжение U_a на приборе до момента его включения, признаком которого является резкое увеличение тока I_a и уменьшение падения напряжения на динисторе до величины остаточного напряжения $U_{ОСТ}$. Зафиксировать параметры включения прибора $I_{вкл}$ и $U_{вкл}$;

после включения тиристора определить и занести в таблицу координаты второй характерной точки вольт-амперной характеристики $I_{a\ раб}$ и $U_{ОСТ}$; при этом следует учесть, что величина $I_{a\ раб} = (E_a - U_{ОСТ})/R1$;

уменьшить анодный ток I_a открытого диодного тиристора до момента его выключения и определить ток выключения $I_{выкл}$ (при этом токе динистор выключается: анодный ток резко уменьшается, а анодное напряжение U_a резко возрастает до величины напряжения источника питания; можно считать, что в момент выключения напряжение $U_a \approx U_{ОСТ}$);

построить вольт-амперную характеристику диодного тиристора по трем точкам с определенными ранее координатами:

$$I_{вкл},\ U_{вкл};\ I_{a\ раб},\ U_{ОСТ};\ I_{выкл},\ U_{ОСТ};$$

так как экспирементальные точки на "отрицательном" участке вольт-амперной характеристики определить не удается из-за большой скорости переключения тиристора, вычислить дифференциальное отрицательное сопротивление $R_$ в одной из точек "отрицательного" участка вольт-амперной характеристики по приближенной формуле

$$R_ \approx \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}.$$

Характеристики триодных тиристоров

1. Для подготовки к исследованию триодного тиристора перемычку П1 отключить, а перемычку П2 включить.

2. Снять пусковую характеристику тиристора, т. е. зависимость $U_{вкл} = F(I_y)$, каждая точка которой соответствует моменту включения тиристора на большой ток. Для этого необходимо:
в диапазоне управляющих токов I_y 0 ... 250 мкА выбрать несколько значений тока (4 ... 5 точек) и, поддерживая выбранные значения тока I_y неизменными, включать тиристор с помощью анодного источника питания E_a (пользуясь потенциометром $R_{П2}$), отмечать полученные значения $I_{вкл}$ и $U_{вкл}$;
определить ток управления спрямления $I_{y\ спр.}$, т. е. ток I_y, при котором вольт-амперная характеристика триодного тиристора вырождается в прямую ветвь обычного диода, а тиристор уже не включается.

3. Поддерживая ток I_y неизменным в точках, соответствующих п. 2 задания и уменьшая анодный ток I_a тиристора до момента его выключения, определить и внести в таблицу токи $I_{вкл}$.

4. По полученным в п. п. 2 и 3 данным построить семейство статических вольт-амперных характеристик триодного тиристора.

Простейшая схема фазового регулирования анодного тока на триодном тиристоре

1. Собрать схему, приведенную на рис. 10.2 и предназначенную для изучения принципа фазового регулирования анодного тока I_a триодного тиристора (перемычка П1 включена, перемычка П2 отключена).

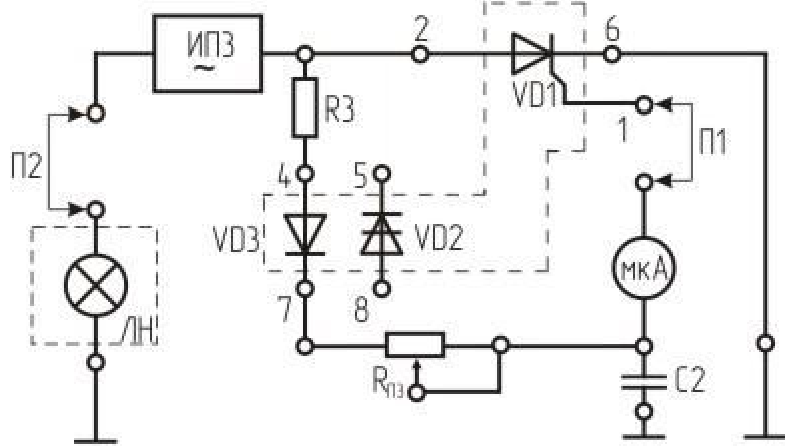


Рис. 10.2. Схема для изучения принципа фазового регулирования анодного тока тиристора

2. Тиристор VD1 будет переключаться в зависимости от величины и фазы подаваемого на его управляющий электрод напряжения $U_у$, представляющего собой последовательность положительных полупериодов переменного напряжения, получаемого с выхода источника ИП3. Если управляющее напряжение $U_у$ отстает от анодного на угол α, то анодный ток I_a будет протекать только в течение части положительного полупериода, а его среднее значение будет равно

$$I_{a\ \ ср} = \frac{1+\cos\alpha}{2} \qquad (10.1)$$

где I_0 - среднее значение тока через нагрузку при α= 0.

3. Для изменения фазового угла α управляющего напряжения $U_у$ используется простейшая RC-цепь, содержащая элементы R3, $R_{П3}$, и C2, с помощью которй угол α легко изменяется в пределах 0^0 ... 90^0 по следующему закону:

$$\alpha = arctg(-\omega RC), \qquad (10.2)$$

где $\omega = 2\pi f$ - круговая частота включенного в схему переменного напряжения источника ИП3 (20 В, 50 Гц); R = R1 + $R_{П3}$ - сопротивление фазосдвигающей цепи.

4. Произвести расчет максимального фазового угла α управляющего напряжения $U_у$ по выражению (14) для максимального значения $R_{П2}$, определенного с помощью приложения *I*.

5. С помощью электронного вольтметра ЭВ при отключенном источнике переменного напряжения ИП3 оценить шунтирующее действие p-n перехода тиристора на регулирующий резистор $R_{П3}$. Для уменьшения этого шунтирующего действия вместо перемычки П1 включить развязывающий элемент - неуправляемый диодный тиристор.

6. Включить схему, замкнув цепь перемычкой П2, и, контролируя с помощью микроамперметра мкА ток $I_у$, проверить эффективность регулирования яркости лампочки накаливания ЛН при включенном динисторе VD2 в цепи регулирования фазы управляющего напряжения, замкнутой перемычкой П1, и при включенном в эту цепь динисторе VD2, вместо перемычки П1.

7. С помощью электронного осциллографа ЭО снять эпюры напряжений на нагрузке (лампочке накаливания ЛН), аноде и управляющем электроде тиристора.

Схема релаксационного генератора пилообразных колебаний

1. Собрать схему, приведенную на рис. 10.3, которая предназначена для исследования тиристорного релаксационного генератора пилообразных колебаний (перемычка П1 отключена).

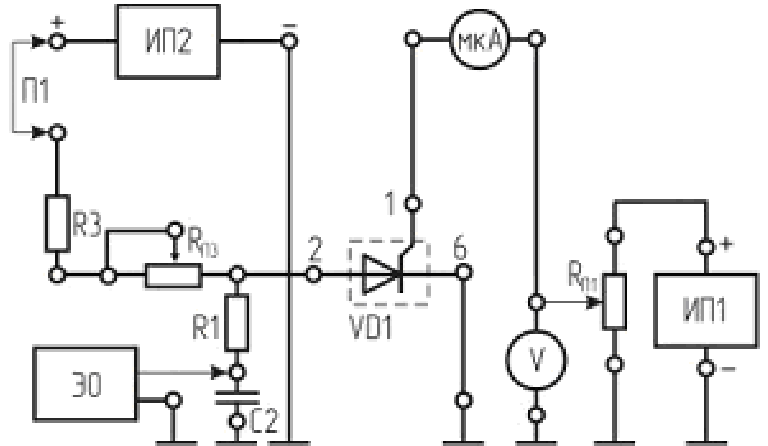


Рис. 10.3. Схема для исследования тиристорного релаксационного генератора пилообразных колебаний

2. Условиями возникновения колебаний в схеме с тиристором являются следующие соотношения:

$$U_{вкл} < E_a; \qquad \frac{E_a}{I_{выкл}} < R_{огр} < \frac{E_a - U_{вкл}}{I_{вкл}}, \qquad (10.3)$$

где $E_a = U_{ИП2}$, а $R_{огр} = R_3 + R_{П3}$.

Длительность выходных импульсов определяется соотношением

$$\tau_{и\ \ вых} = CR\ln\frac{U_{вкл}}{U_{ОСТ}} \qquad (10.4)$$

где $C = C2$, а $R_н = R1$.

3. С помощью выражений (15) и (16) рассчитать необходимую величину $R_{огр}$, установить ее посредством потенциометра $R_{П3}$ при отключенном источнике питания ИП2 и оценить длительность выходных импульсов $\tau_{и_вых}$, которые могут быть получены в генераторе.

4. При подаче анодного напряжения E_a путем включения перемычки П1 емкость С2 начинает заряжаться через резистор $R_{огр}$ = R3 + $R_{П3}$ и резистор нагрузки $R_н$ = R1 ($R_{огр} >> R_н$). Когда напряжение на емкости С2 достигнет величины $U_{вкл}$, а ток в цепи - величины $I_{вкл}$, произойдет включение тиристора, его сопротивление резко упадет и конденсатор С2 быстро разрядится через малое сопротивление нагрузки $R_н$. После этого цикл повторяется.

5. Получив на экране электронного осциллографа ЭО устойчивые пилообразные колебания, проверить влияние на их амплитуду U_m и частоту f_U тока управления I_y и снять зависимость $U_m = F(I_y)$ и $f_U = F(I_y)$. Объяснить характер полученных зависимостей.

Содержание отчета

1. Электрические схемы, используемые в экспериментах и выполненные по ЕСКД.
2. Предельно допустимые параметры исследованных тиристоров и их маркировка.
3. Таблицы с результатами измерений и графики функций:
$I_a = F(U_a)$ для диодного тиристора;
$U_{вкл} = F(I_y)$ для триодного тиристора;
$I_a = F(U_a)$ для различных значений I_y (семейство вольт-амперных характеристик триодного тиристора);
$U_m = F(I_y)$ и $f_U = F(I_y)$ - для схемы релаксационного генератора на тиристоре.
4. Результаты вычисления и определения параметров тиристора и исследованных схем с тиристорами.

Контрольные вопросы

1. Что такое тиристор и чем обусловлена высокая эффективность его работы?
2. Поясните сущность трех *p-n* и *n-p* переходов в тиристорной структуре.
3. Изобразите вольт-амперную характеристику *p-n-p-n* структуры и поясните происхождение каждого из ее участков.
4. Что такое ток включения $I_{вкл}$, ток выключения $I_{выкл}$ и ток управления спрямления $I_{у\ спр}$?
5. Какова величина остаточного напряжения на включенном тиристоре?
6. Какое смещение имеют переходы тиристора в выключенном состоянии?
7. Какое смещение имеют переходы тиристора во включенном состоянии?
8. Как объяснить переход *p-n-p-n* структуры в режиме насыщения при переключении на большой ток?
9. Назовите и поясните основные параметры динистора?
10. Почему триодный тиристор называется управляемым переключателем тока?
11. Поясните причины воздействия прямого базового тока управления $I_у$ на процесс включения тиристора?
12. Как можно выключить включенный тирстор? Какой способ выключения считается наилучшим?
13. Что такое пусковая характеристика тиристора?
14. Что такое симистор?
15. Каков порядок времени включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$ тиристора?
16. Для чего во внешнюю цепь тиристорной схемы обязательно включается резистор?
17. Какой порядок коэффициента усиления тока для триодного тиристора?
18. С чем связаны трудности при выключении тиристора по управляющему электроду?
19. Как устроен и работает полностью управляемый (двухоперационный) тиристор?
20. Как по ГОСТу обозначаются на схемах и маркируются тиристоры разных типов?

Библиографический список

1. ***Батушев, В.А.*** Электронные приборы: Учебник для вузов / В.А. Батушев. – М.: Высшая школа, 1980. – 383 с.
2. ***Галкин, В.И.*** Промышленная электроника: Учеб. пособие / В.И. Галкин. – Мн.: Выш. шк., 1989. – 336 с.
3. ***Гусев, В.Г.*** Электроника: Учебник для вузов – 2-е изд., перераб. и доп. / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
4. ***Жеребцов, И.П.*** Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. / И.П. Жеребцов. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
5. ***Забродин, Ю.С.*** Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
6. ***Игумнов, Д.В.*** Полупроводниковые устройства непрерывного действия / Д.В. Игумнов, Г.П. Костюнина. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.
7. ***Лачин, В.И.*** Электроника: Учеб. пособие. – 4-е изд. / В.И. Лачин, Н.С. Савёлов. – Ростов н/Д : Феникс, 2004. – 576 с.
8. ***Левинштейн, М.Е.*** Барьеры (От кристалла до интегральной схемы) / М.Е. Левинштейн, Г.С. Симин. – М.: Наука, 1987. – 320 с.
9. ***Манаев, Е.И.*** Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 504 с.
10. ***Милькевич, Е.А.*** Методические указания к лабораторным работам по курсу "Промышленная электроника". Ч.1, 2 / Сост.: Е.А. Милькевич, А.В. Белоусов. – Белгород: Изд-во БТИСМ, 1986.
11. Основы промышленной электроники: Учебник для вузов / В.Г. Герасимов, О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, В.В. Сухоруков; под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высшая школа, 1986. – 336 с.
12. ***Пасынков, В.В.*** Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. – 5-е изд., исправл. / В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин. – СПб.: Лань, 2001. – 480 с.
13. ***Шуренков, В.В.*** Физика контактных явлений: Учеб. пособие / В.В. Шуренков, В.В. Беклемишев, А.М. Коршунов. – М.: Изд-во МИФИ, 1988. – 80 с.
14. Электронные приборы: Учебник для вузов / В.Н. Дулин, Н.А. Аваев, В.П. Демин и др.; под ред. Г.Г. Шишкина. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 495 с.

Содержание

Учебное издание

Величко Дмитрий Валерьевич
Рубанов Василий Григорьевич

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Подписано в печать 4.04.06. Формат 60x84/16. Усл. печ. л. 11,5. Уч.-изд. л.11,6.
Тираж 100 экз. Заказ № Цена
Отпечатано в Белгородском государственном технологическом университете
им. В.Г. Шухова.
308012, г. Белгород, ул. Костюкова, 46